

# radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen  
Mikrofonverstärker, S. 354

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JUNI 1960

11



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



## AUS DEM INHALT

<b>Nachrichten und Kurzberichte</b>	<b>326</b>
<b>Gedanken zur Elektrokonzferenz</b>	<b>327</b>
Ing. Heinz Dessau <b>Gemeinschaftsantennenanlagen im modernen Wohnungsbau</b>	<b>328</b>
Dieter Brabant <b>Einiges über Wendelantennen</b>	<b>330</b>
Klaus Gabler <b>Ausgangsübertrager für gleichzeitigen Anschluß verschiedener Lautsprecher</b>	<b>332</b>
Hagen Jakubasch <b>Prüfgerät zur GleichlaufEinstellung von Doppeldrehkondensatoren</b>	<b>333</b>
Herbert Böhm <b>TV-Empfänger „Patriot“</b>	<b>335</b>
Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch <b>Halbleiterinformationen (4) Kenndaten der Transistoren OC 812, OC 813</b>	<b>339</b>
<b>Interessante Transistorempfänger von Loewe Opta</b>	<b>341</b>
Dipl.-Ing. Kurt Günzel <b>Der Einfluß des Kollektorreststromes auf das Verhalten von Transistorschaltungen bei Impulsbetrieb</b>	<b>344</b>
Dipl.-Ing. Gerhard Scharm <b>Verlustleistung in Elektronenröhren</b>	<b>349</b>
Werner Luft <b>Tontechnische Einrichtungen moderner Rundfunkstudios (3)</b>	<b>352</b>
Sigmar Henschel <b>Bauanleitung für einen Mikrofonverstärker</b>	<b>354</b>
<b>Fachbücher</b>	<b>356</b>

### VEB VERLAG TECHNIK

Verlagsleiter: Dipl.-Ing. Herbert Sandig  
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14,  
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fern-  
schreiber 011441 Technikammer Berlin (Technik-  
verlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin  
**radio und fernsehen**  
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng  
Redakteure: Karl Belter, Adelheid Blodszun,  
Horst Jancke, Oswald Orlik, Peter Schäffer  
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

### Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosen-  
thaler Str. 28/31 und alle DEWAG-Betriebe in den  
Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen  
Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und  
Besprechungen sind nur mit voller Quellen-  
angabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

## OBSAH

Oznámení a zprávy	326
Myšlenky k elektrokonzferenci	327
Ing. Heinz Dessau Společní antení zařízení při stavbě moderních obydlí	328
Dieter Brabant Něco o točítých anten	330
Klaus Gabler Výstupní transformátor pro současně připojené různé tlampače	332
Hagen Jakubasch Přístroj pro skoušení stejnoběhu u dvojitých ladících kondenzátorů	333
Herbert Böhm TV-přijímač „Patriot“	335
Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch Polovodičové informace (4) Hodnoty transistorů OC 812, OC 813	339
Zajímavé transistorové přijímače od Loewe Opta	341
Dipl.-Ing. Kurt Günzel Vliv kolektorového proudu na chování transistorových spojů u impulsním provozu	344
Dipl.-Ing. Gerhard Scharm Ztrátový výkon u elektronek	349
Werner Luft Technické zvukové zařízení moderních radiových studií (3)	352
Sigmar Henschel Stavební návod mikrofonomého zesilovače	354
Odborné knihy	356

## СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения	326
Размышления о электротехнической конференции	327
Инж. Гейнц Дессау Коллективные антенные установки в жилищном строительстве	328
Дитер Брабант О спиральных антеннах	330
Клаус Габлер Выходные трансформаторы для одновременного подключения различных громкоговорителей	332
Гаген Якубашк Прибор для согласования двоянных конденсаторов переменной емкости	333
Герберт Бём Телевизор «Патриот»	335
Диплом-инж. Ханс-Иоахим Ганиш Информация о полупроводниковых приборах (4) Параметры полупроводниковых триодов OC 812, OC 813	339
Интересные транзисторные приемники фирмы Лёве Опта	341
Диплом-инж. Курт Гюнцель Влияние остаточного тока коллектора на свойства транзисторных схем при импульсном режиме работы	344
Диплом-Инж. Герхард Шарм Мощность рассеяния в электронных лампах	349
Вернер Луфт Электроакустическое оборудование современных радиостудий (ч. 3-я)	352
Зигмар Геншель Самодельный микрофонный усилитель	354
Литература	356

### Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der  
Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag  
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

### Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Bolimeve, Tirana

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris

Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung

Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46

Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Politiv Administrativ C. F. R.,  
Bukarest

Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava,  
Leningradska ul. 14

UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechat“, Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14



## CONTENTS

<b>Information and Reports</b>	<b>326</b>
<b>Considerations on the Electro-Meeting</b>	<b>327</b>
Ing. Heinz Dessau <b>Common Aerials in the Modern House Building</b>	<b>328</b>
Dieter Brabandt <b>Notes on Helical Aerials</b>	<b>330</b>
Klaus Gabler <b>Output Transformer for Simultaneous Connection of Different Loudspeakers</b>	<b>332</b>
Hagen Jakubaschk <b>Test Set for Ganged Tuning of Double Variable Capacitors</b>	<b>333</b>
Herbert Böhm <b>TV-Set "Patriot"</b>	<b>335</b>
Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch <b>Semiconductor Information (4) Characteristic Curves of the Transistors OC 812, OC 813</b>	<b>339</b>
<b>Interesting Transistor Receivers Produced by Loewe Opta</b>	<b>341</b>
Dipl.-Ing. Kurt Günzel <b>The Effect of the Collector Residual Current on the Impulse Response of Transistor Circuits</b>	<b>344</b>
Dipl.-Ing. Gerhard Scharm <b>Dissipation in Valves</b>	<b>349</b>
Werner Luft <b>Sound Equipments of Modern Broadcasting Studios (3)</b>	<b>352</b>
Siegmar Henschel <b>Construction Specification of a Microphone Amplifier</b>	<b>354</b>
<b>Technical Books</b>	<b>356</b>



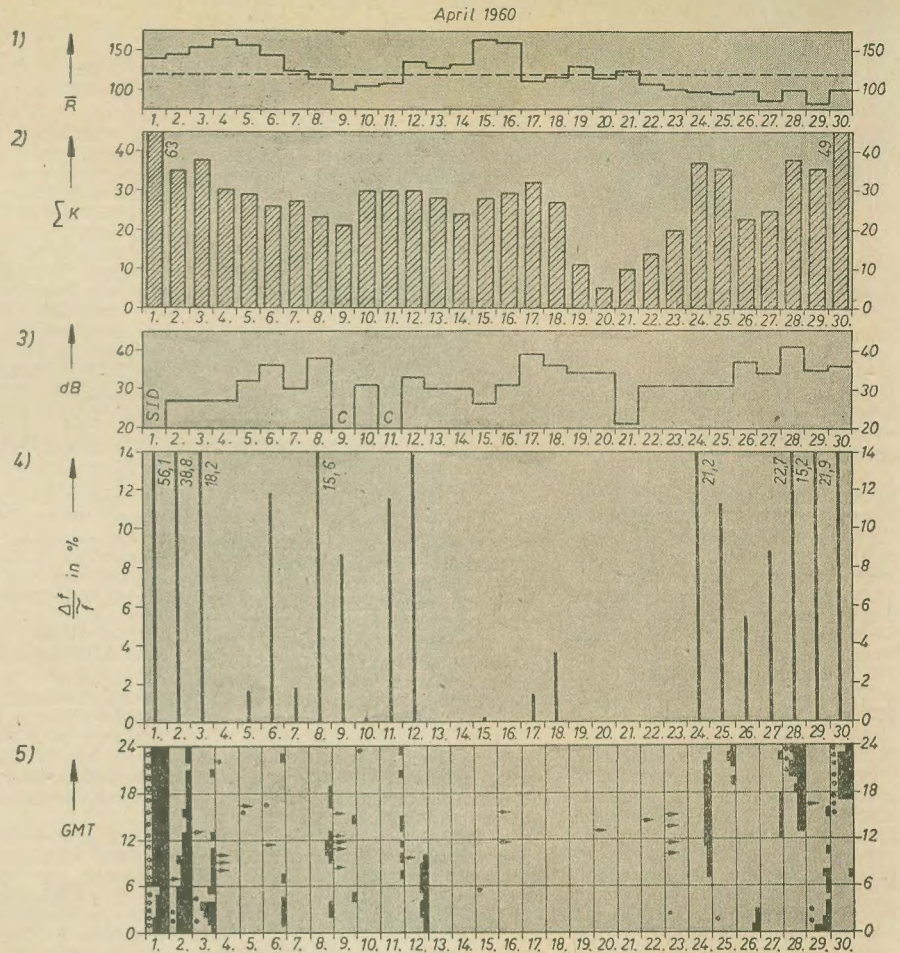
**Titelbild:**

Einen ausführlichen Beitrag über den vom VEB RAFENA Werke entwickelten TV-Empfänger »Patriot« finden Sie auf Seite 335

Foto: H. Blunck

## Die KW-Ausbreitung im April 1960 und Vorschau für Juni 1960

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



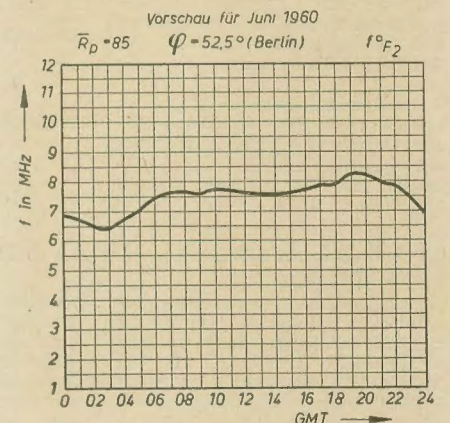
- 1) Sonnenfleckenzahlen (Zürich)
- 2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
- 3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz  
SID = plötzliche Ionosphärenstörung
- 4) Tagesmittel des relativen Abfalls der  $F_2$ -Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)  
 $\Delta f = \tilde{f} - f_m$  für  $\tilde{f} < f_m$   $\Delta f = 0$   
 $\tilde{f}$  = vorhergesagte Grenzfrequenz  
 $f_m$  = gemessene Grenzfrequenz
- 5) relativer Abfall der  $F_2$ -Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert  

$\frac{\Delta f}{f}$	
18...29 %	■
30...39 %	■
40...49 %	■
50 % und darüber	■

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

○ plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes  $A \geq 60\gamma$  bezogen auf eine Stunde

□ Streuecho    □ Abdeckung durch E-Schicht



### Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistor-Taschenprüfgenerator „Tobitest“ ●
- Bauanleitung: NF-Klirrfaktormessgerät ●
- Einige westdeutsche Neuheiten und Entwicklungstendenzen ●
- Meßschleifenverstärker mit Transistoren ●
- Methoden zum Entwurf gedruckter Schaltungen ●
- Galvanische Elemente und Batterien tragbarer Meßgeräte ●



## Nachrichten und Kurzberichte

▼ Ein großes Halbleiterwerk in der Nähe von Prag soll Mitte des Jahres die Produktion aufnehmen.

▼ In Siam wurde Ende April das erste moderne, mit Hilfe der DDR erbaute Meßgerätewerk für die verschiedensten Meß- und Regelgeräte in Betrieb genommen.

▼ Im Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) wurde Ende April das Richtfest für die erste Halle gefeiert, die Anfang Januar 1961 die Produktion von Transistoren aufnehmen soll. Gleichzeitig wurde für die zweite Halle der Grundstein gelegt. Das Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) soll nach seiner Fertigstellung ab 1964 in sechs großen Hallen etwa 20 Mio. Transistoren jährlich fertigen.

▼ 120 Einzel- und 100 Kollektivverpflichtungen, die die Werktätigen des VEB Werk für Fernsehelektronik in Berlin-Oberschöneweide in diesem Jahr eingegangen sind, werden 1 600 000 DM ökonomischen Nutzen erbringen.

▼ Im I. Quartal d. J. wurden in der DDR 88 442 Fernsehempfänger und -röhren sowie 105 700 Bildröhren gefertigt. Das bedeutet gegenüber dem I. Quartal des vergangenen Jahres eine Steigerung auf 161 % bei TV-Geräten und 313,7 % bei Bildröhren.

▼ In allen Ländern der Welt sind gegenwärtig rund 85 Mio. TV-Empfänger in Betrieb. 1959 stieg die Anzahl der Geräte um 10 Millionen. In 87 Ländern werden

Fernsehprogramme über 1768 Fernsehsender ausgestrahlt.

▼ In der Volksrepublik Albanien wurde ein aus Geschenken der DDR, der Sowjetunion und der CSR aufgebautes Fernsehzentrum errichtet.

▼ Die Radio Corporation of America will die Produktion ihrer Farbfernsempfänger verdoppeln, nachdem der Absatz dieser Geräte im I. Quartal d. J. um 40 % gestiegen war.

▼ Griechenland wird seine Fernsehpläne wegen der fehlenden finanziellen Mittel nicht verwirklichen.

▼ Jeden Sonnabend von 10 bis 12 Uhr wird in Paris ein Stereokonzert gesendet, das einmal über einen doppeltmodulierten UKW-Sender und zum anderen über die Kombination des Mittelwellensenders France III und einen UKW-Sender ausgestrahlt wird.

▼ Die amerikanische Firma Westinghouse ist bei ihren neuen TV-Empfängern dazu übergegangen, die gedruckten Schaltungen der Geräte mit Schaltsymbolen, Ziffern und Buchstaben zweifarbig zu überdrucken. Für elektrische Werte wurde Gelb, für Schaltsymbole Grün gewählt.

▼ Eine englische Firma stellt auf einer 1,5 m × 1,5 m großen Fläche 1100 gedruckte Schaltungen mit einem Arbeitsgang her. Durch diese rationelle Methode wird die Produktion, besonders kleiner gedruckter Schaltungseinheiten, sehr beschleunigt.

▼ Berichtigung: In radio und fernsehen 9 (1960) S. 271 sind bedauerlicherweise die Werte der Wickeldaten vertauscht worden. Es muß heißen:

Tr<sub>1</sub> M 42 Schichtung wechselseitig  
1-2 800 Wdg. 0,12 Ø CuL  
3-4 150 Wdg. 0,2 Ø CuL  
4-5 150 Wdg. 0,2 Ø CuL

Tr<sub>2</sub> M 42 Schichtung wechselseitig  
1-2 400 Wdg. 0,12 Ø CuL  
2-3 400 Wdg. 0,12 Ø CuL  
4-5 50 Wdg. 0,4 Ø CuL

die Beobachtung des Raumschiffes ohne Fernrohr möglich. Signale wurden — letzten Berichten zufolge — auf der ganzen Erde empfangen.

### 150-W-Sender des „Pionier V“ eingeschaltet

Mit einem Funksignal von dem Radioteleskop in Jodrell Bank (England) wurde am 8. Mai der 150-W-Sender des amerikanischen Sonnensatelliten eingeschaltet, nachdem der kleinere 5-W-Sender nicht mehr reichte, um die Entfernung Satellit-Erde zu überbrücken. Der „Pionier V“ hatte sich auf seiner Umlaufbahn um die Sonne bereits 13 Mio. km von der Erde entfernt. Sein Abstand von der Erde wächst wöchentlich um 1,5 Mio. km.

### Von neuen Röhren und Transistoren

Die englische Firma Brimar hat einige neue Röhren herausgebracht, darunter die Stereodoppelpentode ELL 80 und die zugehörige Vorverstärkerröhre 6 BR 8, eine Triode-Pentode.

### Spezialröhren für gemischt bestückte Autosuper

entwickelte die amerikanische Firma Tung-Sol, und zwar die Triode-Heptode 12 FX 8 und die Triode-Pentode-Diode 12 FR 8. Diese beiden Röhren und zwei Transistoren ergeben eine preiswerte Autosuperbestückung.

Eine Farbfernsehaufnahmeröhre, die nur  $\frac{1}{10}$  bis  $\frac{1}{50}$  der Lichtstärke benötigt, die für eine normale Image-Orthikon-Röhre erforderlich ist, hat die General Electric angekündigt. Die Empfindlichkeit der Röhre wird durch eine nur wenige Tausendstel Millimeter dicke Schicht von Magnesium erreicht.

### Eine Nuvistorröhre

ist bei RCA (USA) in die Produktion aufgenommen worden.

### Reparatur durch Funk

Nach Mitteilung der amerikanischen Weltraumbehörde war in dem am 11. 3. gestarteten Sonnensatelliten „Pionier V“ Ende April eine technische Störung eingetreten. Als Störungsursache wurde ein defekter Halbleiter festgestellt. Mit Hilfe einer Funkbotschaft an den Satelliten konnte der schadhafte Halbleiter ausgeschaltet werden.

### Teurer Weltraumflug

Zwischen 10 und 14 Mio. Dollar liegen die Kosten für jeden Start eines amerikanischen Satelliten. Die Forschungs- und Entwicklungskosten für den ersten bemannten Weltraumflug durch die USA werden mit 886 Mio. Dollar angegeben.

Diese Mehrzwecktriode beansprucht gegenüber vergleichbaren Röhren herkömmlicher Technik nur  $\frac{1}{10}$  des Raumes. Ihr Leistungsbedarf liegt um 50 % niedriger. Die aus Kermaik, Stahl, Molybdän und Wolfram gefertigte Röhre ist sehr unempfindlich gegen Stoß und mechanische Schwingungen.

### Tunneldioden

eigener Entwicklung stellt das Bauelementwerk Nürnberg der Standard Elektrik Lorenz AG her. Es gibt z. Z. sechs Typen für Schalt- und Verstärkeranwendungen und zwei für den Einsatz bei UHF.

### Mesa-Transistoren

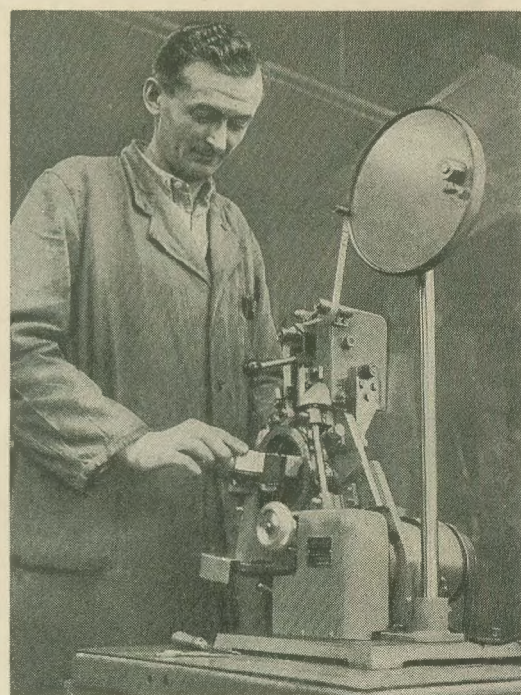
für sehr hohe Frequenzen und große Leistungen, und zwar sowohl auf Germanium- als auch auf Siliziumbasis, will die französische Thomson-Houston-Gesellschaft noch 1960 fertigen. In Silizium rechnet man bei pnp-Strukturen mit 85-W-Typen für 10 MHz und 2-W-Typen für 150 MHz.

## Unbemanntes Weltraumschiff der UdSSR gestartet

Am 15. Mai 1960 startete die Sowjetunion ein Weltraumschiff mit der Masse von 4,5 Tonnen in eine annähernde Kreisbahn um die Erde (Perigäum 312 km, Apogäum 369 km). Seine Umlaufzeit um die Erde beträgt anfangs 91 Minuten, die Neigung seiner Flugbahn zum Äquator beträgt 65°. An Bord des Weltraumschiffes befindet sich eine hermetisch abgeschlossene Kabine mit einer menschenähnlichen Puppe und mit allen für den bemannten Raumflug erforderlichen Ausrüstungen und Apparaturen. Ihre Masse zusammen mit den Batterien beträgt 1477 kg. Der Versuch dient der Erprobung der für den bemannten Raumflug notwendigen Voraussetzungen und Bedingungen, wie z. B. Polster und andere Vorrichtungen, die den Menschen die Belastungen infolge der Beschleunigung ertragen lassen; klimatische und andere Verhältnisse, die es dem Weltraumpassagier ermöglichen, seine Forschungstätigkeit trotz der extremen Bedingungen im Weltraum wie in einem irdischen Laboratorium durchzuführen. Erprobt werden soll ferner die Los-

trennung der Kabine von der Raketenendstufe, um sie durch eine zusätzliche Steuerung auf eine sich der Erde wieder nähernde Bahn zu bringen. Eine Rückkehr der Kabine zur Erde ist bei diesem Versuch nicht vorgesehen. Sie wird nach der Prüfung der Zuverlässigkeit ihres Funktionierens und nach ihrer Loslösung vom Weltraumschiff ebenso wie das Schiff selbst auf Kommando von der Erde aus zu fallen beginnen. Beide werden verglühen, sobald sie in die dichteren Schichten der Atmosphäre gelangen. Im Weltraumschiff ist eine Sendeanlage eingebaut, die auf der Frequenz 19,995 MHz sowohl nach einem telegrafischen als auch telefonischen Übertragungssystem arbeitet. Außer diesem Sender enthält das Weltraumschiff spezielle Funkanlagen für die Übertragung von Angaben über die Arbeit der eingebauten Geräte zur Erde und für die genaue Messung der Flugbahnelemente. Die Anlagen werden mit Hilfe chemischer Stromquellen und durch Sonnenbatterien gespeist. Unter günstigen Bedingungen ist

Diese neuentwickelte auf der Leipziger Frühjahrsmesse vorgeführte Bandagiermaschine des Privatbetriebes Proitzheim und Rudert, Berlin, dient zum Bandagieren von Ringkern- und Motorspulen in der Elektro- und Rundfunkindustrie





## Gedanken zur Elektrokonzferenz

Der Leser darf hier keinen umfassenden Konferenzbericht erwarten; ausführliche Veröffentlichungen dieser Art brachten schon die Tageszeitungen. Und für den, der sich mit der Materie gründlich befassen will, erschien im Verlag „Die Wirtschaft“ eine Broschüre, die Referat, wichtige Diskussionsbeiträge, Beschlußfassung und Schlußwort zusammenfaßt. An dieser Stelle und zu diesem Zeitpunkt wollen wir uns darauf beschränken, einige Erkenntnisse aus Art und Umfang der Diskussionsreden zu gewinnen. Vielleicht helfen wir so mit, daß zukünftige Konferenzen besser ausgenutzt werden.

Das Programm der Konferenz enthielt viele für die Erfüllung des Siebenjahrplans wichtige Punkte. Leider ging man in den Diskussionsreden auf diese brennenden Fragen wenig ein. So vernachlässigte man die Probleme des Nervensystems unserer Wirtschaft, der Nachrichtentechnik; überhaupt kam die gesamte Schwachstromindustrie in den Diskussionsbeiträgen etwas zu kurz. Das gleiche gilt für das so wichtige Problem des Nachwuchses. Allerdings standen für das umfangreiche Konferenzprogramm nur zwei Tage zur Verfügung. Diese Zeit reichte nicht aus; nur ein Fünftel der vorliegenden Wortmeldungen konnten ausgenutzt werden. Doch mit Recht durfte man erwarten, daß die berücksichtigten Beiträge sich nur auf die wichtigsten Punkte des Programms konzentrierten. Geschah dies?

Das Programm stellt Aufgaben, die im ersten Moment fast unerfüllbar scheinen, wie z. B. eine Produktionserhöhung bis 1965 auf 266 Prozent gegenüber 1958. Dies wurde ohne Diskussion hingenommen. Verstehen wir uns recht: Von einer Ablehnung des Programms ist hier nicht die Rede. Was man aber vernünftigerweise erwarten durfte, war eine kritische Auseinandersetzung über Mittel und Wege zur Erfüllung dieses großen Planzieles, offene Hinweise auf Notwendiges oder zu Vermeidendes, Bemerkungen, die den einzelnen Industriebereichen Anregungen zur gegenseitigen Hilfe geben. Diskussionsbeiträge helfen nicht, wenn sie parallel aneinander vorbeilaufen.

Nehmen wir z. B. den Diskussionsbeitrag des Herrn Dr. Meier von den Chemischen Werken Buna. Zur Beschleunigung des Chemieprogramms werden, ihm zufolge, dringend elektrotechnische Ausrüstungen benötigt — aber er forderte sie nicht dringend, in konkreter und spezifizierter Form. Die von ihm genannten

Liefertermine für bestimmte Kunststoffe können wiederum den Bedarf der Elektrotechnik keineswegs befriedigen. Hier gilt es, die Wechselbeziehungen zwischen den Industriebereichen genauer zu untersuchen und in den Volkswirtschaftsplänen stärker zu berücksichtigen.

Ein anderes typisches Beispiel ist der Diskussionsbeitrag der Kollegin Pfeil vom VEB Kondensatorwerk Gera. Sie berichtete lediglich allgemein über das Leben in ihrer Brigade. Wie soll der VEB Kondensatorenwerk Gera die Aufgaben des Programms lösen, wenn die bisherige Arbeit nicht kritisch eingeschätzt wird? Tatsache ist, daß im VEB RAFENA Werke Produktionschwierigkeiten durch die mangelhafte Qualität der Kondensatoren entstehen.

Der Leiter der Wirtschaftskommission beim Politbüro des ZK, Erich Apel, wies in seinem Referat darauf hin, daß uns nur eine objektive und reale Einschätzung weiterhelfen kann, daß jede Selbsttäuschung politische und wirtschaftliche Verluste kostet. Gleichzeitig kritisierte er die Sorglosigkeit, die gegenwärtig noch bei Einschätzung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes und der Festlegung der erforderlichen Maßnahmen bei uns besteht. Nun, eine gewisse Sorglosigkeit gegenüber dem Programm war auch teilweise auf dieser Konferenz zu spüren.

Die auf derartigen Konferenzen übliche Form der Berichterstattung scheint angesichts unserer Aufgaben nicht mehr ausreichend. Wir müssen lernen, die Widersprüche in unserer Arbeit zu erkennen und zu beherrschen. Gelingt dies nicht, so hemmen wir unsere eigene Entwicklung, und diese geht nicht mehr unserem Willen entsprechend, sondern zufällig vor sich. Die Schädlichkeit einer „scheinbaren Qualität“ läßt ein Beispiel aus der drahtgebundenen Fernsprechtechnik erkennen: Der Betriebszustand eines automatischen Fernsprechsysteins mit indirekter Wahl läßt sich durch die Vielzahl von zufälligen Verbindungswegen nicht in allen Fällen mit einer Prüfeinrichtung feststellen. Er wird durch die pro Zeiteinheit vorhandene Fehlerzahl bestimmt und ist um so besser, je größer die Fehlerzahl ist, denn eine sinkende Fehlerzahl ist gleichbedeutend mit dem Ausfall von Verbindungswegen. Was besagt dieses Beispiel? Ein System, das aus mehreren Ursprungsquellen besteht, erzeugt in einem bestimmten Verhältnis positive und negative Wirkungen. Die negativen Wirkungen können somit ohne weiteres zur Be-

stimmung der Güte des Systems herangezogen werden, sofern die positiven Wirkungen nicht erfaßbar sind. Denn mit dem Ausfall der Ursprungsquellen geht sowohl die Anzahl der positiven als auch die der negativen Wirkungen zurück. Eine negative Erscheinung kann also, im Zusammenhang mit ihrer Ursprungsquelle betrachtet, unbedingt positiv bewertet werden. Ebenso kann eine ruhig verlaufende Konferenz ihren Zweck nicht erfüllen, wenn ihr revolutionärer Impuls fehlt, wenn ein Fehlen von Widersprüchen — ein nur scheinbares — merkbar ist.

Aus der Erkenntnis der Notwendigkeit heraus und damit um unserer eigenen Entwicklung willen sollten wir ernsthafter die Dialektik zur Grundlage unserer Handlungen machen. Auch in der kollektiven Beseitigung der Widersprüche drückt sich das oft formal aufgefaßte Mitarbeiten, Mitplanen und Mitregieren aus. Dies erfordert zwangsläufig die sozialistische Gemeinschaftsarbeit, dazu aber auch gute pädagogische, moralische und dialektische Fähigkeiten der Leitungskader. Für unsere großen Aufgaben werden Menschen benötigt, die aus der Erkenntnis der Notwendigkeit heraus kollektiv zusammenarbeiten. Denen, die in öffentlichen Auseinandersetzungen eine Schädigung unserer Gesellschaftsordnung sehen, sei gesagt, daß sie die materialistische Dialektik, die Grundmethode unseres Denkens und Handelns, verkennen. Diese fortschrittliche Denkweise kann nur dann schaden, wenn man sie verkennet und nicht nützt, sie zum Dogma erstarren läßt. Denn unsere Ideen und Handlungen lösen dann keine revolutionäre Entwicklung mehr aus.

Aus dem bisherigen ableitend kommen wir zu dem Schluß, daß sich die Konferenzteilnehmer weiterhin als Kollektiv ernsthafter mit dem Programm auseinandersetzen müssen, um zu erkennen, wie die Aufgaben zu bewältigen sind.

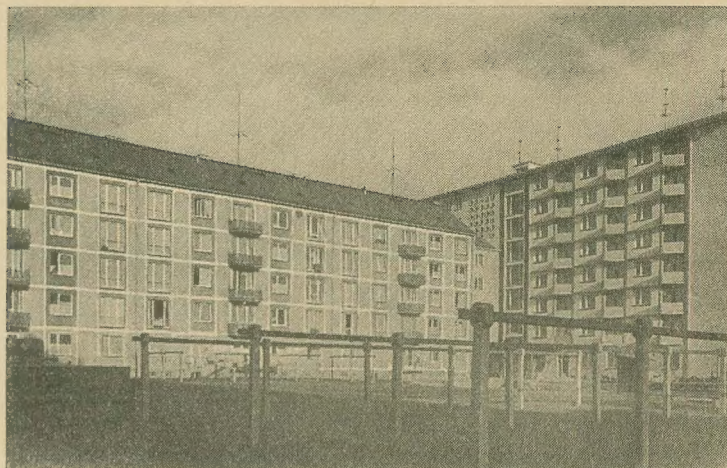
Eine praktische Hilfe für ähnliche zukünftige Anlässe wäre den Delegierten gegeben, wenn sie schon einige Zeit vor der Konferenz in den Besitz des Programmentwurfs (nicht nur der Thesen) kämen. Durch vorheriges Durcharbeiten mit ihren Kollegen wären sie im Hinblick auf die Konferenz besser vorbereitet.

Abschließend sei noch auf das Schlußwort von Erich Apel hingewiesen. Seine realistischen Bemerkungen sollten jedem zeigen, wie man eine Konferenz ausnutzen muß, um praktische Ergebnisse zu erzielen.

Orlik



## Gemeinschaftsantennenanlagen im modernen Wohnungsbau



Im modernen Wohnungsbau kommt der Ausbautechnik in seiner technischen Vielfalt eine besondere Bedeutung zu, trägt sie doch als entscheidender Faktor dazu bei, unserer Bevölkerung das Wohnen in einer neuen Wohnung durch einen maximalen Komfort so angenehm wie möglich zu machen. Auch eine Gemeinschaftsantennenanlage ist neben Waschräumen, Personenaufzug usw. zu einem festen Begriff der modernen Wohnkultur geworden.

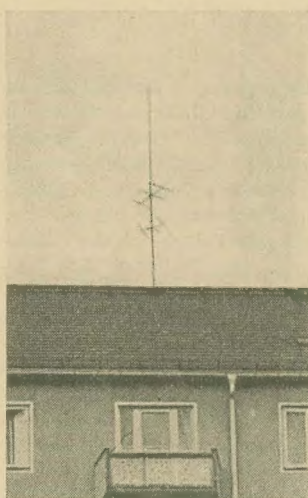
Verständlicherweise erfordert aber eine Gemeinschaftsantennenanlage nicht nur den Aufwand einer erheblichen Investitionssumme, sondern sie beansprucht darüber hinaus zur ständigen Erhaltung ihrer vollen Funktionsfähigkeit eine regelmäßige technische Wartung und Betreuung, die mit einem laufenden Kostenaufwand verbunden ist.

Diese Investitionen für den Bau der Anlage sowie die später für die Wartungskosten ständig aufzuwendenden Mittel bilden den wesentlichen Anlaß dazu, daß oft über das Für und Wider derartiger Gemeinschaftsantennenanlagen bewegte Diskussionen geführt werden, und zwar teils in Mieterversammlungen, teils in AWG-Arbeitsgemeinschaften sowie auch unter den Mietern unserer neuen staatlichen Wohnbauten. Mitunter vorhandene oder aufgetretene technische Mängel an Gemeinschaftsantennenanlagen oder auch deren ungenügende Funktionsfähigkeit tragen verständlicherweise dazu bei, diese Anlagen in den Blickpunkt des öffentlichen Interesses zu stellen.

Die nachfolgenden Ausführungen, die zwar keine grundlegend neuen wissenschaftlichen Erkenntnisse behandeln, aber auf einer Reihe von Erfahrungen beim Bau, bei der Abnahme sowie beim Betrieb von Gemeinschaftsantennenanlagen beruhen, sollen zur wesentlichen Klärung einiger grundsätzlicher Fragen über diese Anlagen und gleichzeitig zum Verständnis der Wirkungsweise von Gemeinschaftsantennenanlagen beitragen helfen.

Eine moderne Gemeinschaftsantennenanlage besteht im wesentlichen aus folgenden Merkmalen:

1. dem über dem Dach befindlichen Antennenträger mit den daran angebaute Antennenelementen,



Antennenelemente für Gemeinschaftsantennenanlagen auf Wohnblöcken in Dresden-Striesen. Stabantenne für K-L-M, je ein gerichtetes Element für UKW und TV

Bild oben rechts: Antennenelemente für Gemeinschaftsantennenanlagen auf neuen Wohnblöcken in Dresden-Striesen. Links: Stabantennen für K-L-M- und gerichtete Elemente für UKW; rechts: zweifach-gestockte Ringdipole für UKW und gerichtete Elemente für TV

2. dem vorzugsweise im Dachboden angebrachten Antennenverstärker,
3. dem Verteilungsnetz im Gebäude mit den Anschlußstellen in den einzelnen Wohnungen.

### Antennenträger, Antennenelemente

Am Antennenträger (Tragrohr) sind die Antennenelemente selbst angebracht, und zwar einmal für die verschiedenen Bereiche des Rundfunks Kurz-Mittel-Lang sowie UKW; zum anderen — sofern die Anlage bereits für Fernsehen ausgebaut ist — auch das Antennenelement für Fernsehen. Das Tragrohr muß unbedingt standsicher sein und einwandfrei mit der Dachkonstruktion verbunden werden, um den angreifenden Windkräften und sonstigen Witterungseinflüssen sicher standhalten zu können. Da eine Antenne zumeist das höchste metallische Gebilde über einem Dach darstellt, ist ohne weiteres einleuchtend, daß sie im Hinblick auf atmosphärische Entladungen und Blitzeinschläge besonders gefährdet ist. Der

fachgerechte und sorgfältig ausgeführte Anschluß des Antennenträgers an die Dachleitungen der Blitzschutzanlage ist also von besonderer Wichtigkeit. Im Interesse der Sicherheit des Gebäudes und des Schutzes seiner Bewohner wird daher von uns, insbesondere bei der Abnahme von neu errichteten Gemeinschaftsantennenanlagen, immer wieder auf die verantwortungsbewußte Einhaltung der bestehenden Vorschriften und Bedingungen für den Gebäudeblitzschutz bei der Errichtung von Außenantennenanlagen hingewiesen. Auch die Antennenniederführungen, nämlich die Leitungsstrecke, die die Antennenelemente mit dem Verstärker verbindet, sind durch Blitzschutz-Überspannungsableiter gesichert.

Hinsichtlich der Antennenelemente für den UKW-Empfang bestehen heute verschiedene Meinungen, welche Elementenform die günstigste ist und unter Berücksichtigung der Wohnlage den optimalen Antennengewinn bringt, zumal auch die verschiedenartigsten Formen von Antennenelementen angeboten werden. Während nun der Mieter in einem Einzelhaus oder einem kleineren Wohnhaus das nach seiner Ansicht günstigste und wirksamste Antennenelement nach eigenem Ermessen wählen kann, muß man sich für Wohnbauten mit einer größeren Zahl von Mietern, also insbesondere für unsere modernen staatlichen und genossenschaftlichen Wohnungsbauten, auf die zweckmäßigste Form des Antennenelementes festlegen. Nach eingehenden technisch-theoretischen Erwägungen sowie nach der Durchführung von praktischen Versuchen und Vergleichen hinsichtlich des Wirkungsgrades, der Richtcharakteristik sowie des Antennengewinnes ist in gemeinsamer Zusammenarbeit zwischen den Projektanten, den ausführenden Anlagenbaubetrieben und dem Stadtbauamt festgelegt worden, daß in unserem Dresdner Stadtgebiet künftig z. B. vorzugsweise der zweifach gestockte Ringdipol gemäß TGL 7224 (Entwurf) als ideales Antennenelement für Gemeinschaftsantennenanlagen Verwendung finden wird. Diese Antennenform bringt zwar nicht in einer bestimmten Vorzugsrichtung einen so günstigen Antennengewinn wie die gerichteten Elemente; dafür besteht jedoch eine außerordentlich gute



Rundempfangscharakteristik hinsichtlich der einfallenden Sender.

### Antennenverstärker

Die funktionelle Aufgabe des Antennenverstärkers besteht darin, die einfallende und am Empfangsort vorhandene Senderleistung, die über das Antennenelement aufgenommen wird, in geeigneter Weise so zu verstärken, daß sie einer größeren Anzahl von Anschlußstellen zugeführt werden kann. Da durch die Leitungslänge des Verteilungsnetzes eine Dämpfung der einfallenden Energie hervorgerufen wird, muß diese Dämpfung kompensiert werden, was ebenfalls durch den Verstärker geschieht. Keinesfalls stimmt die oft verbreitete irrige Ansicht, der Antennenverstärker habe den Zweck und die Aufgabe, die Empfindlichkeit der Anlage zu erhöhen und einen größeren Sendereinfall zu ermöglichen. Der Verstärker deckt lediglich den Leistungsverlust innerhalb der Anlage selbst, der sowohl bedingt ist durch die Vielzahl der Anschlußstellen als auch durch die Dämpfung des Kabels. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß hinsichtlich der Erwartung, die an eine gute, funktionsfähige Gemeinschaftsantennenanlage gestellt werden kann, folgende Festlegung gilt: Jede Anschlußstelle einer derartigen Anlage soll etwa den gleichen Antennengewinn aufweisen, der dem einer bis in die Wohnung geführten Einzelantenne entspricht. Geht man bei der Beurteilung der Güte einer Gemeinschaftsantennenanlage sachlich und real von diesem Grundsatz aus, so wird man auch nie zu hohe oder technisch unge-rechtfertigte Ansprüche stellen können.

### Verteilungsnetz

Ist ein Wohngebäude mit einer Gemeinschaftsantennenanlage ausgestattet, so befindet sich in jeder Wohnung mindestens eine Anschlußstelle. Diese besteht in einer unter Putz eingesetzten Anschlußdose, an die mit einem besonderen Anschlußkabel das Empfangsgerät des Mieters vorschriftsmäßig angeschlossen werden kann.

Während bisher nicht alle Gemeinschaftsantennenanlagen sowohl für Rundfunk als auch für Fernsehempfangs-Anschlußmöglichkeit ausgebaut werden konnten, werden künftig sämtliche Anlagen gleich bei der Errichtung für beide Anschlußarten vorgesehen. Aber auch die Mehrzahl der älteren Gemeinschaftsantennenanlagen, die z. Z. nur für Rundfunkempfang betrieben werden können, wurden bereits so projektiert und ausgeführt, daß durch geeignete Erweiterung ein nachträglicher Ausbau auf Fernsehempfangsmöglichkeit gegeben ist und ohne allzu großen Kostenaufwand nachgeholt werden kann.

Da das gesamte Innenleitungsnetz mit sämtlichen angeschalteten Teilnehmeranschlußdosen, die die erforderlichen Entkoppelglieder enthalten, beim Errichten der Anlage durch den ausführenden Anlagenbaubetrieb sorgfältig abgeglichen wird, dürfen keine eigenmächtigen Eingriffe durch die Mieter an Anschlußdosen, Anschlußkabeln oder gar an den fest verlegten Anschlußleitungen vorgenommen

werden, da hierdurch an der Anlage erhebliche Schäden verursacht und ihre einwandfreie Funktion zunichte gemacht werden kann. Obwohl dieser Umstand allgemein bekannt ist, muß bei Abnahmen öfter die unerfreuliche Feststellung gemacht werden, daß der Bastelleidenschaft irgendeines Mieters Teile der Gemeinschaftsantennenanlage zum Opfer gefallen sind, meist in Form wilder und falscher Anschaltungen, als deren Folge dann das gesamte Netz verdorben sein kann und die Mietergemeinschaft selbst die Nachteile einer unbefriedigenden Antennenleistung zu tragen hat. In derartigen Fällen wird die Schuld an der ungenügenden Funktionsfähigkeit der Anlage dem ausführenden Anlagenbaubetrieb gegeben. Darüber hinaus sind die Fachkollegen des DLB — Technischer Dienst, deren Aufgabe in einer verantwortungsbewußten Wartungstätigkeit der Anlagen im gesamten Stadtgebiet besteht, für solche eigenmächtigen und unzulässigen Eingriffe keinesfalls eingenommen. Wird doch dadurch ihre umfangreiche Tätigkeit nur unnötig erschwert.

Defekte Empfangsgeräte können unter Umständen auf die Anlage ebenfalls nachteilige Rückwirkungen ausüben; sie dürfen daher nicht an der Antennenanlage angeschlossen bleiben.

Dem durch die neue Rundfunkordnung klar und unmißverständlich zum Ausdruck gebrachten Antennenrecht des Mieters tragen die Projektanten voll und ganz Rechnung, indem bei Neubauten, insbesondere solchen des staatlichen Wohnungsbaus, die baulichen und technischen Voraussetzungen für den Einbau von Antennenanlagen geschaffen werden. Hierbei dürfte es einleuchtend sein, daß in einem Wohnhaus in der Magistrale mit beispielsweise zwölf Wohnungen nicht jeder der zwölf Mieter eine eigene Antenne auf dem Dach anbringen kann. Eine derartige Handhabung des „Antennenrechts“ ist selbstverständlich abwegig (wobei in diesem Zusammenhang zu erwähnen ist, daß vor dem Anbringen einer Außenantenne in jedem Falle der Vermieter in Kenntnis zu setzen ist), und zwar aus folgenden Gründen:

1. Es würden auf den Dächern unserer Wohnhäuser die häßlichen Antennenwälder entstehen, die einer Verschönerung des Stadtbildes entgegen wirken und deshalb vom architektonischen und gestalterischen Standpunkt abzulehnen sind. Hinzu kommen noch die vielfach außen am Dach herabgeführten Ableitungen. Die in erhöhtem Maße für die Dachschadenbeseitigung entstehenden Kosten seien in diesem Zusammenhang mit erwähnt.
2. Durch die Anhäufung einer Vielzahl von Antennenelementen auf einer Dachfläche kann eine gegenseitige Störbeeinflussung, eine Abschwächung oder Beeinträchtigung der Sendereinfallsenergie auftreten.
3. Die Errichtung von vielen Einzelantennen auf den Dächern von Wohnbauten mit einer größeren Zahl von Wohnungen würde außerdem einen unnötig und unge-rechtfertigt hohen Aufwand an Antennenbaumaterial erfordern und somit Produktionsleistung und Material binden. Be-

rücksichtigt man die planmäßig vorge-sehene Produktionssteigerung an Fernseh- und Rundfunkempfängern, so wird sehr bald die Situation eintreten, daß der benötigte Bedarf an Einzelantennen nicht gedeckt werden kann. Außerdem ist die personelle Kapazität der fachlich geeigneten Anlagenbaubetriebe begrenzt und das Fehlen einer genügenden Anzahl von Fachpersonal für den sach- und fach-gemäßen Antennenbau eine bekannte Tatsache. Eine unsachgemäße und unzulängliche Errichtung von Außenantennen kann jedoch aus einleuchtenden Gründen nicht zugelassen werden.

Aus all den vorgenannten Erwägungen stellt die ordnungsgemäß errichtete Gemeinschaftsantennenanlage in modernen Wohnungsbauten mit einer größeren Mieterzahl die in technischer, sicherheits-mäßiger sowie auch in wirtschaftlicher Hinsicht einzig vertretbare Lösung dar, die dem heutigen Entwicklungsstand unserer Ausbautechnik entspricht.

Im Zuge der ständig steigenden Entwicklung unserer Bautätigkeit tritt mitunter die unbefriedigende Situation ein, daß Wohnhäuser bereits fertiggestellt und die Wohnungen von den Mietern schon bezogen sind, während die Gemeinschaftsantennenanlage wegen des Fehlens einzelner Baugruppen oder Bauelemente noch nicht funktionsfähig ist. Da selbstverständlich auch die Mieter dieser Wohnungen das Recht auf eine ausreichende Antenne haben, wird für derartige Fälle als für alle Teile befriedigende Zwischenlösung vereinbart, daß sich der Mieter im Dachgebälk, d. h. also unter der Dachhaut, eine provisorische Einzelantenne errichten kann. Es ist jedoch unzulässig, bei der Montage einer derartigen provisorischen Einzelantenne Eingriffe an bereits vorhandenen Teilen der Gemeinschaftsantennenanlage vorzunehmen. Das Nichtbeachten dieses selbstverständlichen Grundsatzes führte in der Vergangenheit häufig zu erheblichen Montagebehinderungen unserer Anlagenbaubetriebe, wenn die Gemeinschaftsantennenanlage komplettiert werden sollte. Hat beispielsweise ein Mieter ausnahmsweise von der zuständigen volkseigenen Wohnungsverwaltung die Genehmigung bis auf Widerruf erhalten, in das vorhandene Rohrleitungsnetz der Gemeinschaftsantennenanlage sein Antennenkabel vom Dachboden bis in seine Wohnung einzuziehen, so gilt diese Genehmigung unter der Voraussetzung, daß er spätestens bis zum Einsetzen der Restmontagearbeiten an der Gemeinschaftsantennenanlage sein Kabel auf eigene Kosten wieder entfernen läßt. Leider sind hier in der Praxis bei manchen Mietern noch recht eigenartige und falsche Auffassungen anzutreffen. Es liegt doch nicht nur im Interesse der Mietergemeinschaft eines Wohngebäudes, die Montageleistungen des ausführenden Anlagenbaubetriebes zu unterstützen, sondern zugleich auch im volkswirtschaftlichen Interesse. Denn jeder Fachmonteur, der nach Fertigstellung eines Anlagenbauvorhabens frei wird, steht dann wieder zur Erfüllung weiterer Aufgaben an anderer Stelle im Rahmen unseres großen Wohnungsbauprogrammes zur Verfügung.



# Einiges über Wendelantennen

DIETER BRABANDT

Die Wendelantenne<sup>1)</sup> ist eine der Antennenarten, die bisher kaum zum praktischen Einsatz gekommen sind. Hier und da wurden einige Ausführungsarten verwendet, vom Amateur sind diese Grundformen der Sende- und Empfangsantennen jedoch gemieden worden. Der Grund liegt darin, daß bis vor acht Jahren in der Funk-sendetechnik für Rundfunk und Amateure nur Frequenzen bis maximal etwa 30 MHz verwendet wurden (ausgenommen ist hierbei die Anwendung wesentlich höherer Frequenzen in der Radartechnik im zweiten Weltkrieg und in der Forschung).

Die breite Öffentlichkeit kam erst mit der Einführung der UKW-Technik, der Fernsehtechnik sowie mit dem 2-m- und 70-cm-Funkbetrieb der Amateure mit Frequenzen von 30 MHz bis 600 MHz und darüber (Dezimeterwellentechnik)

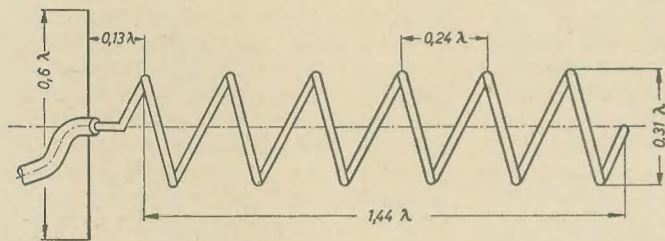


Bild 1: Schema einer Wendelantenne

in Berührung. Das Problem der Antennen wurde damit wieder aktuell und Dipole und Parabolspiegel die meistbenutzten Antennenformen. Recht brauchbar ist nun auch die Wendelantenne, die gegenüber mehreren anderen Antennenformen einige Vorteile aufweist. Sie wird jedoch erst rentabel, wenn man es mit Frequenzen  $\geq 300$  MHz zu tun hat. Wie die nachfolgenden Berechnungen zeigen, ist die durchaus mögliche Anwendung der Wendel bei  $\leq 300$  MHz nur eine Frage des Aufwandes und der mechanischen Stabilität. Bedeutung kann die Wendel bei Amateuren für das 430-MHz-Band (70 cm) und bei der Einführung des Fernsehens auf Band IV erlangen. Japanische Rundfunkgesellschaften verwenden die Wendel erfolgreich als Sendeantennen im Dezimeterwellengebiet. Die folgenden Ausführungen sollen dem Amateur die Möglichkeit geben, nach den angeführten Gleichungen und Diagrammen eine Wendel vollständig zu berechnen und aufzubauen.

## Theoretische Betrachtung der Wirkungsweise

Die Rahmenantenne und die Stabantenne sind die Grenzfälle der Wendel. Aus einer Wendel entsteht, geometrisch betrachtet, als Grenzfall eine Stabantenne, wenn bei festem Windungsabstand  $S$  der Durchmesser  $D$  gegen Null geht. Aus einer Wendel entsteht als anderer Grenzfall eine Rahmenantenne, wenn der Windungsabstand  $S$  gegen Null geht.

## Die Anregungsformen

1. Die Länge  $L$  einer Windung ist klein gegen die Betriebswellenlänge (Bild 2). Diese Wendel strahlt radial, also senkrecht zur eigenen Achse.
2. Die Länge  $L$  einer Windung ist etwa gleich der Betriebswellenlänge (siehe Bild 3). Diese Wendel strahlt axial, Strommaxima und -minima liegen an der Ober- und Unterseite der Spirale.

Im folgenden kommt die für Breitbandantennen wichtige zweite Form der Anregung zur Anwendung.

Aus der Betrachtung der Polarisationsarten der beiden Grenzfälle, der Rahmen- und der Stabantenne, ist die Polarisation der Wendel leicht zu erklären. Die Rahmenantenne strahlt linear

polarisiert in der horizontalen, die Stabantenne linear in der vertikalen Richtung.

Die Wendel erzeugt als Einheit von Stabantenne und Rahmenantenne eine elliptische Polarisation, deren Hauptachse horizontal oder vertikal steht. Bei einem ganz bestimmten Verhältnis von Windungsabstand, Durchmesser und Wellenlänge wird die Polarisation zirkular. Bedingung:

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot S \cdot \lambda}{\pi^2}}$$

Die Wendel strahlt nach beiden Seiten. Zweckmäßig wird am Speisungsende der Wendel ein Reflektor angebracht, der die Strahlung umlenkt. Der Durchmesser des Reflektors soll  $1,5 \dots 2,0 D$  betragen.

Für den praktischen Bau einer Wendel wird gefordert:

Breitbandigkeit, relativ stabiles Richtdiagramm, konstante Fußpunktimpedanz und stabile zirkulare Polarisation im benötigten Frequenzbereich.

Auf die Phasenverhältnisse einzugehen, würde in diesem Rahmen zu weit führen.

## Gleichungen und Berechnung (siehe Bilder 1 und 4)

Folgende Berechnungsgrößen sind in die Gleichungen einzusetzen:

$D$  = Durchmesser der Spule von Leitermitte zu Leitermitte;

$C = \pi \cdot D$  = Umfang der Spule;

$S$  = Abstand zwischen zwei benachbarten Windungen, gemessen von Leitermitte zu Leitermitte (Steigung);

$\alpha = \arctan \frac{S}{C}$  bzw.  $\tan \alpha = \frac{S}{C}$  in Grad;

$L$  = Länge einer Windung, gemessen in Wellenlängen (s. Bild 4);  $L = \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2}$ ;

$LL$  = gesamte Leiterlänge der Wendel, gemessen in Wellenlängen;  $LL = n \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2}$ ;

$n$  = Anzahl der Windungen;

$A = n \cdot S$  = Länge der Achse, gemessen in Wellenlängen;

$d$  = Durchmesser des Leiters;

$\Phi$  = Diagrammwinkel in Grad.

Die Werte für Durchmesser, Umfang und die Längen, also  $D$ ,  $C$ ,  $S$ ,  $L$ ,  $A$ , werden in Wellenlängen angegeben und jeweils auf die Betriebswellenlänge bezogen. Die folgenden Gleichungen sind darauf zugeschnitten.

## Die Halbwertsbreite

$$B = \frac{52}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} \text{ in Grad.}$$

Die Halbwertsbreite nimmt mit großem Wendeldurchmesser, großer Windungszahl und großer Steigung ab.

## Die Breite für die erste Nullstelle

$$B = \frac{115}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} \text{ in Grad.}$$

Für die erste Nullstelle gilt das gleiche wie für die Halbwertsbreite.

## Die Fußpunktimpedanz

$$Z = 140 \cdot C \text{ in } \Omega.$$

Der Fußpunktwiderstand ist frequenzabhängig. Die Frequenzabhängigkeit ist sehr groß für  $C < 1$ , bei  $C \geq 1$  bleibt der Fußpunkt über einen sehr weiten Bereich praktisch konstant.

## Das Achsenverhältnis

$$A_r = \frac{2n + 1}{2n}$$

Das ist das Verhältnis der großen zur kleinen Achse der Polarisationsellipse der elektrischen Polarisation.

Für große Windungszahlen nähert sich die Polarisation einer echten Zirkularpolarisation.

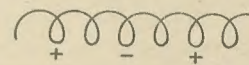


Bild 2: Stromverteilung bei radialer Strahlung

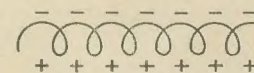


Bild 3: Stromverteilung bei axialer Strahlung

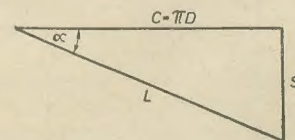


Bild 4: Geometrische Beziehungen zwischen Steigung, Windungslänge und Umfang einer Windung

<sup>1)</sup> Auch Helical, Hélice, Corkscrew, Helix, Spulen-, Spiral- oder Korkenzieherantenne genannt.



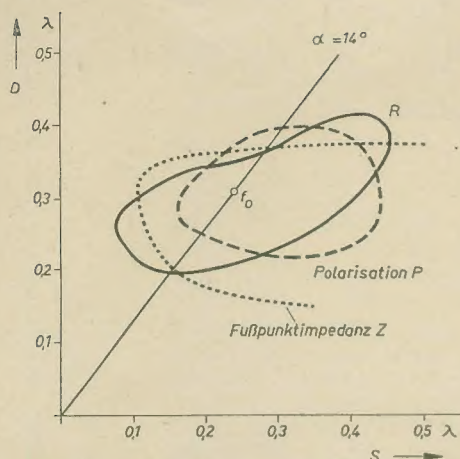


Bild 5: Der Fußpunktwiderstand Z, die Charakteristik R und die Polarisation P in Abhängigkeit von der Steigung und dem Wendeldurchmesser

Das Diagramm

$$E = \left( \sin \frac{90^\circ}{n} \right) \cdot \frac{\sin \left( n \cdot \frac{\Psi}{2} \right)}{\sin \left( \frac{\Psi}{2} \right)} \cdot \cos \Phi,$$

dabei ist

$$\Psi = 360^\circ \cdot \left[ S \cdot (1 - \cos \Phi) + \frac{1}{2n} \right] \text{ in Grad.}$$

Mit dieser Gleichung läßt sich das Strahlungsdiagramm einer Wendel als Funktion der Steigung und der Windungszahl theoretisch aufstellen.

Versuche ergaben, daß sich Gleichung und Messung annähernd entsprechen.

Der Gewinn in der Hauptachse

$$G = 10 \lg \cdot 15 \cdot C^2 \cdot n \cdot S \text{ in dB (nach Kraus).}$$

Aus den Gleichungen geht also hervor, daß mit zunehmender Steigung, steigendem Durchmesser und steigender Windungszahl die Bündelung und der Gewinn schnell zunehmen.

Diese Gleichungen gelten für  $n \geq 3$  und  $12^\circ < \alpha < 15^\circ$ . Die Bandbreite einer Wendel beträgt dann etwa 1:1,7.

Das Diagramm (Bild 5) zeigt die Flächen R, P und Z, in denen jeweils gleiche Verhältnisse herrschen.

Auf der Abszisse ist der Wendelabstand S in  $\lambda$  und auf der Ordinate der Wendeldurchmesser D in  $\lambda$  aufgetragen. Innerhalb von R bleibt die Richtcharakteristik etwa gleich, innerhalb von P ist die Polarisation etwa zirkular, innerhalb der Linie Z schwankt der Fußpunktwiderstand nur zwischen 100  $\Omega$  und 180  $\Omega$ .

Aus den Versuchen ergab sich, daß bei  $\alpha = 14^\circ$  die optimalen Antenneneigenschaften erreicht wurden.

Beispiel

Der Verfasser hat eine Reihe von Versuchen mit Wendelantennen auf den Frequenzen zwischen 100 MHz und 430 MHz angestellt. Eine mechanisch und elektrisch gute Lösung ergab sich erst bei Frequenzen ab 300 MHz. Das folgende Beispiel bezieht sich auf eine Frequenz von  $f = 430$  MHz.

Elektrische Werte und geometrische Abmessungen

Mit der Frequenz  $f = 430$  MHz ergibt sich die Wellenlänge

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}}{4,3 \cdot 10^8 \text{ s}} = 0,7 \text{ m} = 70 \text{ cm.}$$

Als günstiger Wert ergibt sich aus dem Diagramm (Bild 5)

$$\text{für } D = 0,31 \lambda = 0,31 \cdot 70 \text{ cm} = 21,7 \text{ cm,}$$

$$\text{für } S = 0,24 \lambda = 0,24 \cdot 70 \text{ cm} = 16,8 \text{ cm.}$$

Der Durchmesser des Reflektors  $D_R$

soll etwa  $2 \cdot D$  betragen. Damit ergibt sich:

$$D_R = 2 D = 2 \cdot 0,31 \lambda = 0,62 \lambda = 0,62 \cdot 70 \text{ cm} = 43,4 \text{ cm.}$$

Der Umfang der Spule C

$$C = \pi D; C = \pi \cdot 0,31 \lambda = 0,974 \lambda = 0,974 \cdot 70 \text{ cm} \approx 68 \text{ cm}$$

Die Länge der Wendelachse A

$$\text{Für } n = 6 \text{ Windungen ist } A = n \cdot S$$

$$A = 6 \cdot 0,24 \lambda = 1,44 \lambda = 101 \text{ cm}$$

Die Halbwertsbreite B

$$B = \frac{52}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} = \frac{52}{0,974 \cdot \sqrt{6 \cdot 0,24}} = 44,5^\circ \approx 45^\circ$$

und die Breite der ersten Nullstelle

$$B = \frac{115}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} = \frac{52}{0,974 \cdot \sqrt{6 \cdot 0,24}} = 98,3^\circ \approx 100^\circ.$$

Die Fußpunktimpedanz

$$Z = 140 \cdot C = 140 \cdot 0,974 = 136 \Omega.$$

Das Achsenverhältnis  $A_r$

$$A_r = \frac{2n + 1}{2n} = \frac{2 \cdot 6 + 1}{2 \cdot 6} = 13:12.$$

Der Gewinn G in der Hauptachse

$$\begin{aligned} G &= 10 \lg C^2 \cdot n \cdot S \cdot 15 \\ &= 10 \lg \cdot 0,974^2 \cdot 6 \cdot 0,24 \cdot 15 \\ &= 10 \lg 20,45 = 10 \cdot 1,31 \approx 13 \text{ dB.} \end{aligned}$$

Der mechanische Aufbau

Das angeführte Aufbaubeispiel behandelt nur eine Möglichkeit. Man kann sich natürlich auch eine bessere Ausführung aufbauen, zumal bei

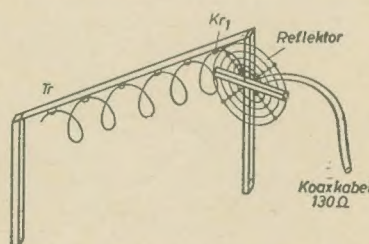


Bild 6: Aufbau der Wendelantenne

den Versuchen kein allzugroßer Wert auf lange Haltbarkeit gelegt wurde.

Vier Holzstäbe wurden, wie Bild 6 zeigt, zusammengefügt. An die Unterseite der oberen Tragleiste Tr wurden sechs Krampen eingeschlagen, die die Haltepunkte für die sechs Windungen darstellen. Als Draht wurde 3-... 4-mm-Cu-Draht (isoliert oder unisoliert) mit guter Erfahrung verwendet. Die erste Befestigungskrampe (Kr<sub>1</sub>) wurde in  $0,13 \lambda$ , also in etwa 9 cm Entfernung von der Reflektorebene (Tragleistenende) eingeschlagen. Der Reflektor kann aus einer Blechscheibe bestehen. Bei Versuchen wurde mit Erfolg ein Drahtreflektor aus Cu-Draht verwendet. Es wurde Cu-Draht vom gleichen Material wie die Wendel zu einer Spirale gewickelt. Durch zwei senkrechte Drähte wurden die Windungen verbunden (gelötet). Die Befestigung des Reflektors an die Holzleiste ist unkritisch.

Der Anschluß der Wendel geschieht durch 130- $\Omega$ -Koaxialkabel, also unsymmetrisch. Das Wendelende ist durch die Mitte des Reflektors herauszuführen. Es ist so anzuschließen, daß der Reflektor am Kabelschirm, das Wendelende aber an der Seele liegt.

Sollte kein 130- $\Omega$ -Kabel vorhanden sein, so kann ohne großen Verlust für Versuche 70- $\Omega$ -Kabel verwendet werden. Will man exakt anpassen, so muß man, je nachdem, ob ein symmetrischer oder unsymmetrischer Empfängereingang vorhanden

ist, die Symmetrie durch ein  $\frac{\lambda}{4}$  langes Koaxialkabel herstellen und unter Umständen mit einer Transformationsleitung die gewünschte Transformation herbeiführen<sup>1)</sup>. Die gesamte benötigte Drahtlänge für die Wendel beträgt:

$$\begin{aligned} LL &= n \cdot \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2} \\ &= 6 \sqrt{3,14^2 \cdot 21,7^2 + 16,8^2} \text{ cm} \\ &= 6 \sqrt{4932} \text{ cm} = 421 \text{ cm,} \end{aligned}$$

also  $\approx 4,2$  m.

Vor- und Nachteile

Die angeführten Vergleiche beziehen sich auf die bekannten Dipolkombinationen (Yagi usw.).

Die zirkulare Polarisation der Wendel

gegenüber der linearen des Dipols hat den Nachteil der Störanfälligkeit aus einer Ebene, die die Dipolkombination ausblenden kann (vertikaler Öffnungswinkel klein).

Dagegen stört eine Drehung der Polarisations-ebene vom Sender zum Empfänger die Wendel nicht. Noch zu bestätigende Vermutungen gehen dahin, daß bei Verwendung von einer Wendel als Sendeantenne die Verwendung der zirkularen Polarisation von Vorteil für die Brechung an der Troposphäre ist (Oxley-Nowak „Antennentechnik“). Das ist vor allem bezüglich der Reichweite für den Amateur wichtig!

Der Gewinn und die Bandbreite einer Wendel

liegen bei gleichem Aufwand höher als bei einer Dipolgruppe. Ein Dipol mit Reflektor und zwölf Direktoren hat etwa den gleichen Gewinn wie eine Wendel (13 dB). Die Bandbreite dieser Dipolgruppe beläuft sich auf 2% oder maximal 5% bei einer Breitbandausführung. Die Wendelantenne hat eine Bandbreite von etwa 1:1,7 bis 1:2, also eine ungleich größere Breite.

Der Aufbau und die Anpassung

sind vom Standpunkt der Vor- und Nachteile aus gesehen etwa gleich. Bei gleichem Gewinn hat die Wendelantenne etwas geringere Abmessungen.

Literatur

- Oxley-Nowak: Antennentechnik, S. 79
- Mende: Fernsehantennenpraxis radio mentor 12 (1955) S. 736
- Les Antennes, S. 179 ... 186
- Proc. I.R.E., Dez. 1947, S. 1484 ... 1488
- Proc. I.R.E., Okt. 1948, S. 1236 ... 1242
- Proc. I.R.E., März 1949, S. 263 ... 272
- Proc. I.R.E., Nov. 1956, S. 764 ... 771

<sup>1)</sup> Literatur mit Beispielen in Mende: Fernsehantennenpraxis, S. 40 ... 44. Rint; Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik, Bd. II, S. 391 ... 401. radio und fernsehen 9 (1959) S. 281 ... 283. Oxley-Nowak: Antennentechnik, S. 122 ... 125.



# Ausgangsübertrager für gleichzeitigen Anschluß verschiedener Lautsprecher

KLAUS GABLER

Sollen Lautsprecher verschiedener Leistung und verschiedenen Schwingspulenwiderstandes an einen Ausgangsübertrager optimal angeschlossen werden, bereitet die Dimensionierung der Sekundärseite oft gewisse Schwierigkeiten. Hier sollen dafür geeignete Anhaltspunkte gegeben werden.

Sämtliche Lautsprecher erhalten eine ihrer Nennbelastung  $N$  proportionale Leistung zugeführt. Die notwendige Spannung an den Schwingspulen

$$U = \sqrt{N \cdot R} \quad (1)$$

wird durch entsprechende Windungszahlen auf der Sekundärseite erreicht (Bild 1). Diese verhalten sich zueinander wie die verlangten Spannungen:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{u_1}{u_2}, \quad (2)$$

daraus ergibt sich

$$\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1 \cdot N_1}{R_2 \cdot N_2}} \quad (3)$$

Die höchste Windungszahl erhält also der Lautsprecher mit dem größten Produkt

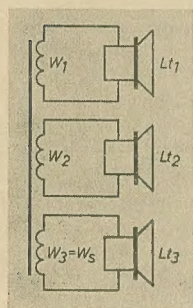
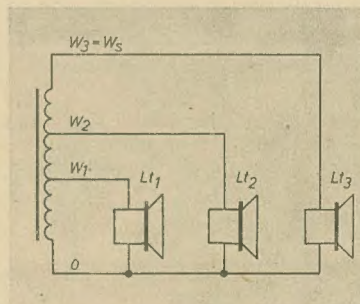


Bild 1: Übertrager mit getrennten Ausgängen

Bild 2: Sekundärausgang mit gemeinsamen Nullpunkt



$R \cdot N$ . Wir wollen ihn mit dem Index  $s$  kennzeichnen.

Im Bild 1 sind sämtliche Lautsprecherstromkreise voneinander galvanisch getrennt. Die Windungen können aber zu einer Wicklung mit Anzapfungen zusammengefaßt werden (Bild 2). Die folgenden Berechnungen beziehen sich stets auf eine Ausführung nach Bild 1. Erst nach Errechnung der Drahtquerschnitte können diese zu einer zusammengefaßten Wicklung addiert werden.

Um das Übersetzungsverhältnis der Primär- zur Sekundärseite zu bestimmen, müssen die Leistungen der einzelnen Lautsprecher addiert und als über  $w_s$  liegend angenommen werden (Bild 3).

$$N_{res} = N_1 + N_2 + N_3 + \dots N_n \quad (4)$$

Der resultierende Abschlußwiderstand des Ersatzlautsprechers ergibt sich zu

$$R_{res} = \frac{R_s \cdot N_s}{N_{res}} \quad (5)$$

und daraus das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \frac{w_p}{w_s} = \sqrt{\frac{R_p}{R_{res}}} \quad (6)$$

$$w_s = \frac{w_p}{\ddot{u}} \quad (7)$$

Der Wicklungswiderstand  $R_w$  soll so verteilt sein, daß sich etwa prozentual für jeden Lautsprecher derselbe Leistungsverlust ergibt. Das kann erreicht werden, wenn  $R_w$  proportional den Schwingspulenwiderständen verteilt wird. Er errechnet sich aus

$$R_w = \frac{w}{q} \cdot \varrho \cdot l_m \quad (8)$$

Hierin bedeuten

$q$  = Drahtquerschnitt der Wicklung in  $\text{mm}^2$

$l_m$  = mittlere Windungslänge in  $\text{m}$

$\varrho$  = spezifischer Widerstand.

Der Drahtquerschnitt ergibt sich zu

$$q = \frac{w}{R_w} \cdot l_m \cdot \varrho \quad (9)$$

Die weitere Berechnung erfolgt nach Trafo- und Drahttabellen, woraus die endgültigen Drahtstärken und Wickelräume errechnet werden können.

Sollen Tief- und Hochtonlautsprecher mit verschiedenen Impedanzen an einen Ausgangsübertrager angeschlossen werden, muß man folgendes beachten:

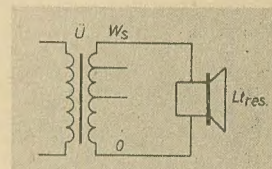


Bild 3: Lautsprecher als resultierender Abschlußwiderstand

Der Hochtonlautsprecher soll anteilmäßig genau so viel Leistung wie der Tieftonlautsprecher erhalten, obwohl die Nennbelastung etwas geringer als die des Tieftonlautsprechers gewählt werden kann.

Das Verhältnis der Windungszahlen wird also nur von den Schwingspulenwiderständen bestimmt (Bild 4 und Bild 5).

$$\frac{w_T}{w_H} = \sqrt{\frac{R_T}{R_H}} \quad (14)$$

Das Übersetzungsverhältnis zur Primärseite wird nach Gleichung (6) errechnet, nur daß hier ausschließlich von den Tiefton- oder nur von den Hochtonlautsprechern auszugehen ist.

## Beispiel

Für eine kleine Übertragungsanlage werden 4 Lautsprecher  $8 \text{ W}/7 \Omega$  verwendet.

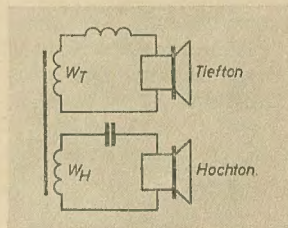


Bild 4: Übertrager mit getrennten Ausgängen

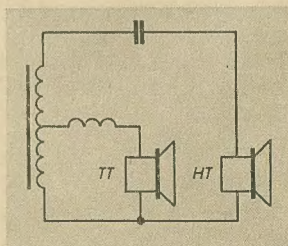


Bild 5: Sekundärausgang mit gemeinsamen Nullpunkt

Zweckmäßigerweise beziehen wir alles auf  $R_{ws}$

$$R_w = \frac{R}{R_s} \cdot R_{ws} \quad (10)$$

und in (9) eingesetzt

$$q = \frac{w \cdot \varrho \cdot l_m \cdot R_s}{R \cdot R_{ws}} \quad (11)$$

Der beanspruchte Wickelraum  $Q$  bei einem Füllfaktor  $k$ , der etwa 30% ... 50% beträgt

$$Q = w \cdot q \cdot \frac{1}{k} = \frac{w^2 \cdot \varrho \cdot l_m \cdot R_s}{R \cdot R_{ws} \cdot k} \quad (12)$$

Die Summe aller  $Q$  ergibt den für die Sekundärwicklung verfügbaren Wickelraum

$$Q_{sek} = Q_1 + Q_2 + \dots Q_n \quad (13)$$



Als Kontrolle dient ein 4-W-System mit  $6\ \Omega$  Impedanz, das bei Vollaussteuerung der Anlage mit  $1,5\ \text{W}$  belastet wird. Der Primärwiderstand soll  $4\ \text{k}\Omega$  betragen. Verwendet wird ein Kern M 102 b.

Primärwindungen = 2100  
Wickelraum =  $820\ \text{mm}^2$   
mittlere Windungslänge =  $0,233\ \text{m}$

Das Verhältnis der Wicklungsteile ergibt sich aus Gleichung (3)

$$\frac{w_1}{w_s} = \sqrt{\frac{1,5 \cdot 6}{32 \cdot 7}}$$

$$5 w_1 = w_s$$

und der resultierende Außenwiderstand nach (5)

$$N_{\text{ges}} = 33,5\ \text{W} \quad R_{\text{res}} = \frac{7 \cdot 32}{33,5}$$

$$R_{\text{res}} = 6,68\ \Omega$$

bzw. das Übersetzungsverhältnis nach (6)

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{4000}{6,68}} = 24,5$$

$$w_s = \frac{2100}{24,5} \approx 86\ \text{Wdg} \quad (w_1 = 17\ \text{Wdg}).$$

Die Widerstände der Wicklungen sind den Abschlußwiderständen proportional

$$\frac{R_{ws}}{R_{w_1}} = \frac{R_s}{R_1}$$

$$R_{ws} = \frac{7}{6} \cdot R_{w_1}$$

Der beanspruchte Wickelraum beträgt nach (12) bei  $l_m = 0,233$ ,  $e = 0,017$  und einem angenommenen Füllfaktor  $k$  von 30%.

$$Q_1 = \frac{17^2 \cdot 0,017 \cdot 0,233 \cdot 7}{6 \cdot 0,3 \cdot R_{ws}} = \frac{4,44}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2$$

$$Q_s = \frac{86^2 \cdot 0,017 \cdot 0,233}{0,3 \cdot R_{ws}} = \frac{97,7}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2$$

$$Q_{\text{sek}} \approx \frac{102}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2.$$

Bei gleichmäßiger Aufteilung des Wickelraumes in Primär- und Sekundärseite stehen für jede Seite  $410\ \text{mm}^2$  zur Verfügung

$$Q_{\text{sek}} = 410\ \text{mm}^2$$

$$R_{ws} \approx \frac{102}{410}$$

$$\approx 0,25\ \Omega.$$

Nach (11) ergeben sich folgende Drahtquerschnitte

$$q_1 = 0,314\ \text{mm}^2 \approx 0,65\ \varnothing\ \text{CuL}$$

$$q_s = 1,37\ \text{mm}^2 \approx 1,3\ \varnothing\ \text{CuL}$$

Der Drahtquerschnitt für die Wicklung bis zu Anzapfung beträgt

$$q_1 + q_2 = 1,68\ \text{mm}^2$$

$$\approx 1,5\ \text{mm}\ \varnothing\ \text{CuL}$$

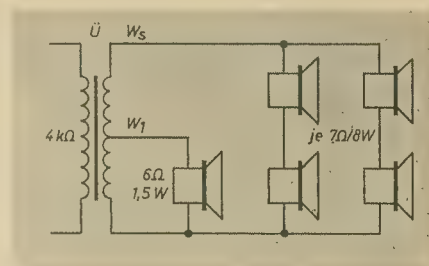


Bild 6: Lautsprechersystem für Übertragungsanlage

## Prüfgerät zur Gleichlaufeinstellung von Doppeldrehkondensatoren

HAGEN JAKUBASCHK

In der Rundfunkwerkstatt tritt immer wieder der Fall ein, daß ein Doppeldrehkondensator auf seinen Gleichlauf geprüft und eingetrimmt werden soll. Auch ein Vergleich zweier Festkondensatoren oder Widerstände auf genau gleichen Wert ist in der Praxis häufig erforderlich. Im letzteren Falle geschieht dies gewöhnlich durch mehr oder weniger zeitraubendes Ausmessen mit der Meßbrücke. Drehkos dagegen werden in der Praxis meist im eingebauten Zustand und während des allgemeinen Abgleichs — je nach Zeitaufwand und Meßmöglichkeit — auf Gleichlauf „hingetrimmt“. Die meisten Doppeldrehkos besitzen zu diesem Zweck aufgeteilte (geschlitzte) Außenplatten am Rotor, die dann meist „nach Gefühl“ zu rechtgebogen werden.

Das hier beschriebene einfache, wenig Aufwand erfordernde Prüfgerät erlaubt den Vergleich zweier Kondensatoren oder Widerstände auf gleichen Wert bzw. Einrichten beider Rotoren des Doppeldrehkos (sofern beide Drehkoteile gleiche Kapazitätswerte haben sollen) bei jeder beliebigen Rotorstellung und unabhängig von dem jeweiligen C- (oder R-)Wert. Besonders angenehm ist dabei, daß während des Abgleichs bzw. der Prüfung keinerlei Bedienungsorgane am Prüfgerät zu bedienen sind und (Unterschied zur

Meßbrücke üblicher Art!) sofort erkennbar wird, nach welcher Seite (größerer oder kleinerer Wert) ein Drehkoteil vom anderen abweicht. Das Bild zeigt die Schaltung des Gerätes, das lediglich eine „Magische Waage“ EM 83 und einen Netztrafo nebst einigen Kleinteilen enthält. Im Prinzip handelt es sich hier um eine normale Brückenschaltung, die jedoch mit relativ hoher Brückenspannung (mit  $P_1$  regelbar:  $0 \dots 350\ \text{V}$ ) arbeitet. Damit ist eine Genauigkeit von unter 1% erreichbar! Dieser Wert dürfte für alle praktisch vorkommenden Fälle ausreichen.

### Arbeitsweise des Gerätes

Die Wicklung II des Netztrafos liefert die mit  $P_1$  einstellbare Brückenspannung. Ein Zweig der Brücke wird durch die beiden  $2\text{-M}\Omega$ -Widerstände gebildet, der andere Zweig durch die beiden Kondensatoren des Doppeldrehkos (bzw. durch zwei Festkondensatoren oder Widerstände, die auf gleichen Wert verglichen werden sollen). Das Brückengleichgewicht ist damit unabhängig vom Wert der angeschlossenen Meßobjekte  $C_a$ ,  $C_b$  und nur durch deren Gleichheit bestimmt; vorausgesetzt, daß für die beiden  $2\text{-M}\Omega$ -Widerstände des festen Brückenzweiges zwei genau wertgleiche, engtoleriertere ( $0,5\%$ )

und zusätzlich möglichst ausgesuchte Widerstände verwendet werden. Die Anzeige des Brückengleichgewichts erfolgt durch die EM 83. Durch den Katodenwiderstand dieser Röhre wird erreicht, daß — bei spannungslosen Steuergittern — beide Leucht balken der Röhre bereits eine gewisse mittlere Höhe aufweisen. Der Leucht balken des linken Systems der EM 83 bleibt dabei auch während der Messung unverändert und dient als Bezugspunkt für die Nullage der Brücke. Die Brücke ist im Gleichgewicht, wenn der rechte Leucht balken auf genau gleicher Höhe mit dem linken steht. Demzufolge wird dem rechten Röhrensystem die Brückenspannung (Indikatorspannung des Querzweiges) zugeführt. Da der rechte, durch  $C_a$ ,  $C_b$  gebildete Brückenzweig in seiner Mitte auf Masse liegt — wie es auch beim eingebauten Drehko stets der Fall ist —, ist das rechte Steuergitter dann spannungslos und sein Leucht balken auf gleicher Höhe mit dem linken, wenn  $C_a = C_b$  ist. Da bereits Steuerspannungen am Gitter der EM 83 von unter  $1\ \text{V}$  eine merkbare Differenz der Balkenhöhe bewirken, erlaubt die hohe Brückenspannung einen sehr genauen Feinabgleich. Die seitenrichtige Abweichung des Balkens (je nachdem, ob  $C_a$  oder  $C_b$  größer) wird dadurch erzielt, daß die

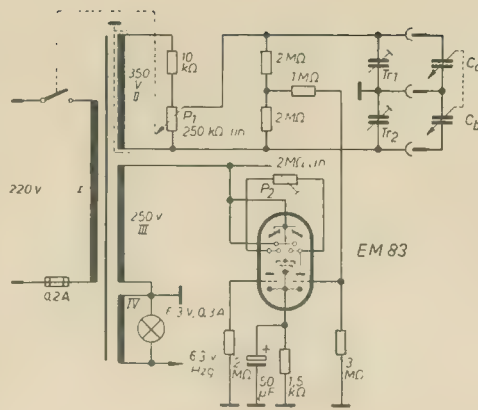


Anzeigespannung am rechten Gitter und auch die Betriebsspannung der EM 83 nicht gleichgerichtet werden. Die EM 83 leuchtet daher jeweils nur in der positiven Halbwelle ihrer Anodenwechselspannung auf. Zu diesem Zeitpunkt ist aber bei bestimmter Brücke die auftretende Anzeigespannung in ihrer Phasenlage entweder positiv oder negativ, je nachdem, nach welcher Seite ( $C_a$  oder  $C_b$ ) die Brücke verstimmt ist. Die jeweils andere Halbwelle der Anzeigespannung kommt wegen der dann nicht leuchtenden EM 83 nicht zur Wirkung. Auf diesem Wege ist, im Gegensatz zu normalen C-Meßbrücken, relativ einfach und ohne aufwendigen phasempfindlichen Gleichrichter eine Seitenbestimmung der Brückenablage möglich.

#### Aufbau des Gerätes

Der Aufbau des Gerätes ist einfach und unkritisch, lediglich bei der Verdrahtung der Brückenleitungen, ab  $P_1$  bis zu den Anschlußbuchsen für das Meßobjekt, ist auf kurze, kapazitätsarme (vom Chassis fernhalten) und vor allem erdsymmetrische Verdrahtung zu achten. Der Netztrafo muß wegen der aus Symmetriegründen erforderlichen Abschirmung für Wicklung II gesondert gewickelt werden, eine Normalausführung ist hier kaum brauchbar.

Die erstmalige Einstellung des Gerätes geschieht, indem zunächst ohne Meßobjekt und bei zugeordnetem  $P_1$  (also ohne Brückenspannung) mit dem Abgleichregler  $P_2$  (Nullanzeigekorrektur) auf gleiche Höhe beider Leuchtbalken eingestellt wird. Dieser Regler sollte mittels Schraubenzieher von außen zugänglich sein, um bei späterer Alterung der EM 83 die Nullage nachgleichen zu können. Betriebmäßig darf er natürlich nicht bedienbar sein. Nach erfolgtem Nullabgleich mit  $P_2$  wird  $P_1$  aufgedreht, bis sich ein deutlicher Unterschied der Balkenhöhen zeigt. Mit den beiden den Meßbuchsen parallelschalteten Trimmern  $Tr_1$  und  $Tr_2$  (gleiche Fabrikate, keramische Scheibentrimmer Typ 2502 o. ä. mit etwa 30 pF Endkapazität) wird nun die Brücke ins Gleichgewicht gebracht bzw. die durch die Verdrahtung bewirkte Unsymmetrie ausgeglichen. Bei sauberem Aufbau sollen beide Trimmer in ungefähr der gleichen Stellung zu stehen kommen. Ist das erreichbar, wird die Einstellung so gewählt, daß — immer bei gleicher Höhe beider Leuchtbalken — beide Trimmer möglichst weit ausgedreht sind. Hierbei ist bereits feststellbar, ob bei Vergrößerung z. B. des Trimmers  $Tr_1$  (entspricht später einem zu großen Wert bei  $C_a$ ) der rechte Leuchtbalken nach oben oder unten abweicht. Diesen Zusammenhang muß man sich merken oder auf dem Gerät markieren. Später kann dann daraus geschlossen werden, ob z. B. bei zu hohem Leuchtbalken  $C_a$  oder  $C_b$  zu groß ist. Dieser Zusammenhang kann gegebenenfalls durch Umpolen der Wicklung III am Netztrafo umgekehrt werden, falls ein bestimmter Zusammenhang der Anzeige mit der Seitenabweichung des Meßobjektes gewählt wird. Werden z. B. die Meßbuchsen unterhalb der waagrecht angeordneten Röhre montiert, wird man zweckmäßig



das im Bild rechte (Anzeige-)System der Röhre nach unten (dicht über den Buchsen) anordnen und Wicklung III so polen, daß der Balken stets nach der Seite des höheren C-Wertes ausschlägt. Bei der praktischen Messung wird  $P_1$  zunächst soweit aufgedreht, daß bei angeschlossenem Meßobjekt der Anzeigebalken nicht ganz bis zum Maximal- oder Minimalwert ausschlägt bzw. unsichtbar bleibt. Erst wenn ungefähre Gleichheit beider Drehkohälften in allen Rotorstellungen erzielt ist, kann  $P_1$  voll aufgedreht und die maximale Empfindlichkeit ausgenutzt werden. Beim Durchdrehen des Drehkos ist dann am Auswandern des Anzeigeleuchtbalkens sehr sinnfälliger die restliche Gleichlaufschwankung des Drehkos (die nie restlos zu beseitigen sein wird!) nach beiden Seiten erkennbar. Ein so vorabgeglichener Drehko braucht dann im Empfänger nicht mehr behandelt zu werden, wodurch sich der L- und C-Abgleich von Vorkreis und Oszillator z. B. eines Supers bedeutend zügiger und genauer erledigen lassen. Damit werden auch die sonst nur sehr mühsam zu beseitigenden Gleichlauffehler um die Mitte des Drehkodrehwinkels herum von vornherein vermieden.

Wenn es sich darum handelt, zwei Kondensatoren oder Widerstände mit nominell gleichem Wert auf genau gleichen Wert auszusuchen (was für bestimmte Schaltungen gefordert wird), läßt sich dieser Arbeitsgang hier bedeutend schneller und übersichtlicher durchführen, als es mit einer herkömmlichen Meßbrücke möglich wäre. Auch die Genauigkeit ist (falls keine Meßbrücke mit Anschluß für Normalien — „offene Brücke“ — vorhanden ist) besser als mit der Meßbrücke. Es lassen sich Widerstände zwischen etwa 20 k $\Omega$  und 20 M $\Omega$  sowie Kondensatoren zwischen etwa 50 pF und 50 nF vergleichen, wobei die Genauigkeit an den genannten Grenzwerten allerdings etwas geringer wird.

Der Anschluß des Meßobjektes muß selbstverständlich so kurz wie möglich geschehen. Anschlußleitungen sollen nicht länger als 10 cm sein und bei der Messung frei, parallel und in einigem Abstand von der Masseleitung durchhängen, damit ihre zusätzliche Kapazität nicht die Messung verfälscht. Schon das Annähern der Hand wird deutlich sichtbar und muß daher vermieden werden. Da das Gerät sehr klein aufgebaut werden kann, ist es auch

bei eingebauten Drehkos möglich, es nahe genug an diese heranzubringen.

Für den Netztrafo wird in der Tabelle eine geeignete Wickelvorschrift gegeben.

#### Netztrafowickeldaten

Kern M 65/20 (Ktr 3), 5,25 cm<sup>3</sup> Fe, wechselseitig geschichtet

Reihenfolge von innen nach außen:

Wicklung I:

1760 Wdg. 0,12 CuL — Netz 220 V,  $N_p$  etwa 6 W

Abschirmung:

1 Lage Isolation Ölleinen

1 Lage dünne Kupferfolie (Achtung: Enden dürfen nicht überlappen, sonst Kurzschlußwindung! Zwischen überlappende Enden den Anfang der folgenden Isolierlage einlegen!)

1 Lage Isolation Ölleinen

Wicklung II:

3150 Wdg. 0,1 CuL — 350 V Brückenspeisung

Abschirmung:

1 Lage Ölfeilen

1 Lage Kupferfolie

1 Lage Ölfeilen (siehe oben). Beide Kupferfolien werden über einen aufgelöteten, herausgeführten Anschlußdraht an Masse gelegt!

Wicklung III:

2250 Wdg. 0,08 CuL — 250 V Anodenspannung EM 83

Wicklung IV:

57 Wdg. 0,5 CuL — 6,3 V Heizung und Kontrollbirne

Bemerkung: Für die Schutzwicklung ist die übliche Ausführung mit einer Lage Draht einpolig an Masse hier nicht ausreichend. Bei Einwickeln der Folie wegen Platzmangel auf glatte, feste Aufwicklung achten!

## Magnetisierungsvorgänge sichtbar gemacht

Bisher konnte man die magnetischen Elementarbereiche nur durch Oberflächenfiguren mit Hilfe von Kolloidalen magnetischen Suspensionen sichtbar machen. Eine direkte Darstellung in Durchsicht ist neuerdings bei Verbindungen des Eisenoxids mit Oxyden der Seltenen Erden möglich. Charakteristisch für diese in feinsten Plättchen durchsichtigen Kristalle ist ihr Gitteraufbau, der dem des Halbedelsteines Granat entspricht. Deshalb bezeichnet man diese Klasse von Verbindungen als Granate. Ein Yttriumgranat gibt z. B. bei einer Dicke von 0,04 mm im Polarisationsmikroskop bei fast gekreuzten Polarisatoren ein typisches Muster aus verschiedenen hellen Gebieten bei hellbrauner Farbe. Die unterschiedlichen Helligkeiten entstehen durch den Faradayeffekt. Durch sie werden also die verschiedenen Magnetisierungseinstellungen in benachbarten Weißschen Bezirken erkennbar. Bei vollständig gekreuzten Polarisatoren schlägt die Farbe nach Grün um, und nun sind nicht mehr die Weißschen Bezirke selbst, sondern die Konturen zwischen diesen als dunkle Linien zu erkennen. Man hat also somit die Möglichkeit, die Blochwände zu zeigen. Interessante Unterschiede in diesen Bildern ergeben sich längs der Magnetisierungsschleife. In beiden Sättigungszuständen findet man gar keine Muster, bei den beiden möglichen Remanenzzuständen findet man Muster entgegengesetzter Polarität.

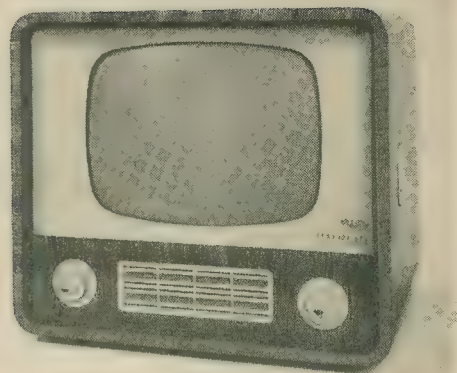
Siemens-Zeitschrift 9 (1959) S. 577 ... 583



# TV-Empfänger „PATRIOT“

HERBERT BÖHM

*Dieser neue Empfänger des VEB RAFENA-Werke stellt eine Ablösung des bekannten „Derby“ dar und ist mit einer 43-cm-Bildröhre in 70°-Ablenkung und einem Horizontalchassis ausgerüstet.*



## Allgemeines

Beim „Patriot“ sind die wichtigsten Funktionsregler, und zwar Lautstärke/Helligkeit und Kanalwähler/Feinabstimmung symmetrisch an der Vorderseite des Gerätes angebracht. Zwischen diesen beiden in Doppelknöpfen zusammengefaßten Reglerpaaren strahlt ein Breitbandlautsprecher den Ton in Richtung der Fernsehteilnehmer ab (Bild 1). Da durch die Verwendung einer getasteten Regelung der Kontrast nur selten nachzuregeln ist, wurde der Kontrastregler und der Zeilenfrequenzfeinregler an der rechten Gehäuseseite herausgeführt. An der Rückseite sind die Regler für Bildfrequenz und Bildamplitude und nach Entfernen der Bodenplatte und Rückwand die Einstellregler für Bildlinearität, Zeilenfrequenz-Grob sowie die induktiven Regler für Bildbreite und Zeilenlinearität zugänglich.

Der Ausbau des Chassis wird nach Entfernen der Bedienungsknöpfe durch Lösen von zwei Bodenschrauben möglich. Dieser Ausbau ist jedoch nur nötig, wenn z. B. der Kanalwähler oder die Bildröhre ausgetauscht werden muß. Alle anderen Service-Arbeiten können leicht im auf die Seite gelegten Zustand des Gerätes erledigt werden (Bild 2).

Die Besonderheiten mechanischerseits liegen beim „Patriot“ in der Verwendung tauchgelöteter Baugruppen. Diese Verdrahtungsart stellt in der Herstellung der vorgefertigten Baugruppen einen Über-

gang zur gedruckten Schaltung dar und weist durch die völlige Ausschaltung der „Schlußgefahr“ große Vorteile in der Betriebssicherheit auf. Auf den ersten Blick wird das Chassis verhältnismäßig „leer“ erscheinen (Bild 3). Der Empfänger ist seriengeheizt und kann nur mit 220-V-Wechselstrom betrieben werden.

## Funktionsbeschreibung

Im „Patriot“ wurde wiederum der bekannte Kanalwähler mit Kaskode-Eingangsschaltung und der Röhrenbestückung PCC 84 und PCF 82 verwendet. Der Antenneneingang ist nicht umschaltbar und wurde für eine symmetrische Ableitung von  $240\ \Omega$  ausgelegt. Als Berührungsschutz sind zwischen die Antennenbuchsen und den Kanalwählereingang die Trennkondensatoren  $C_{301a}$  und  $C_{301b}$  eingeschaltet. Als HF-Verstärker wird die PCC 84, die in ihren technischen Daten — abgesehen von der Heizung — der ECC 84 entspricht, verwendet. Das erste System arbeitet als Katodenbasis- und das zweite System als Gitterbasisverstärker. Mit dem Trimmer  $C_{302a}$  kann bei notwendigem Röhrenwechsel die Kapazitätsstreuung der Röhren ausgeglichen werden. Um Übersteuerungen der Vorstufe zu vermeiden, wurde eine Katodenkombination  $R_{314}$  und  $C_{300}$  eingefügt.

Die Drossel  $Dr_{301}$  liegt zwischen den beiden gleichstromgekoppelten Systemen der PCC 84 zur Anhebung der flachen

Resonanzkurve auf den hohen Frequenzen im Band III. Im Anodenkreis des Gitterbasissystems liegt die Primärspule des auf dem Oszillatorsegment angeordneten HF-Bandfilters. Die Sekundärseite dieses Bandfilters bildet den Gitterkreis der Mischröhre PCF 82. Die Kopplung zwischen diesen Spulen ist maßgebend für die Bandbreite und Empfindlichkeit des HF-Teiles. Die Feinabstimmung des Oszillators wird durch den Drehkondensator bewirkt. Dieser Drehkondensator bestreicht einen Bereich von etwa 1,5 MHz. Zur Grobeinstellung des Oszillators ist im Segment ein Messingkern angeordnet. Der Heizkreis der Vor- und Mischröhre ist mit den Kondensatoren  $C_{320}$ ,  $C_{321}$ ,  $C_{322}$  und  $C_{323}$  und den Drosseln  $Dr_{302}$ ,  $Dr_{303}$  und  $Dr_{304}$  sorgfältig entkoppelt.

## Der ZF- und Videoverstärker

Der ZF-Verstärker ist über ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter an die Mischröhre angeschlossen. Das erste Halbglied dieses Filters ( $Sp_{303}$ ) befindet sich im Kanalwählerchassis, während das zweite Halbglied  $Sp_{101}$  an der ersten ZF-Röhre EF 80 angeordnet ist. An dieses Filter sind die Fallen zur Unterdrückung des Eigentonträgers und parasitärer Resonanzfrequenzen bei 42 MHz induktiv angekoppelt. Zur Erreichung der erforderlichen Bandbreite ist dieses Filter mit  $R_{101}$  stark bedämpft. Dem Katodenwiderstand  $R_{107}$  ist kein Kondensator parallel geschaltet. Dies wirkt einer schädlichen Änderung der Röhrenkapazität beim Kontrastregelvorgang entgegen.

Im Anodenkreis liegt das zweite Filter, bestehend aus dem Bandfilter und zwei kapazitiv angekoppelten Fallen. Die Fallen  $F_3$  zur Unterdrückung des Nachbarbildträgers und  $F_4$  zur Unterdrückung des Nachbartonträgers gewährleisten bei sorgfältiger Abstimmung eine sehr gute Nachbarkanalselektion von durchschnittlich  $\geq 60\text{ dB}$  (Bild 4).

Die Anodenseite ist mit  $R_{111}$  und die Gitterseite dieses Filters mit  $R_{110}$  stark bedämpft. Die Dämpfung ist durch die scharfe Resonanz dieser Kreise erforderlich. Gleichzeitig wird eine Unterdrückung von Einschwingvorgängen, die durch die hohe Flankensteilheit auftreten können, erreicht. Da auch die Röhre  $R_{102}$  geregelt ist, wurde der Katodenwiderstand  $R_{121}$  auch hier nicht kapazitiv überbrückt. Beim dritten und vierten ZF-Filter  $Sp_{103}$  und  $Sp_{104}$  ist zur Einstellung der Band-

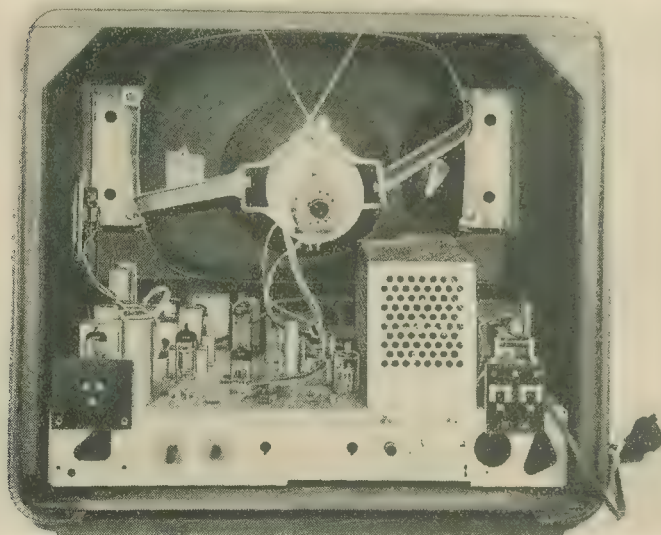
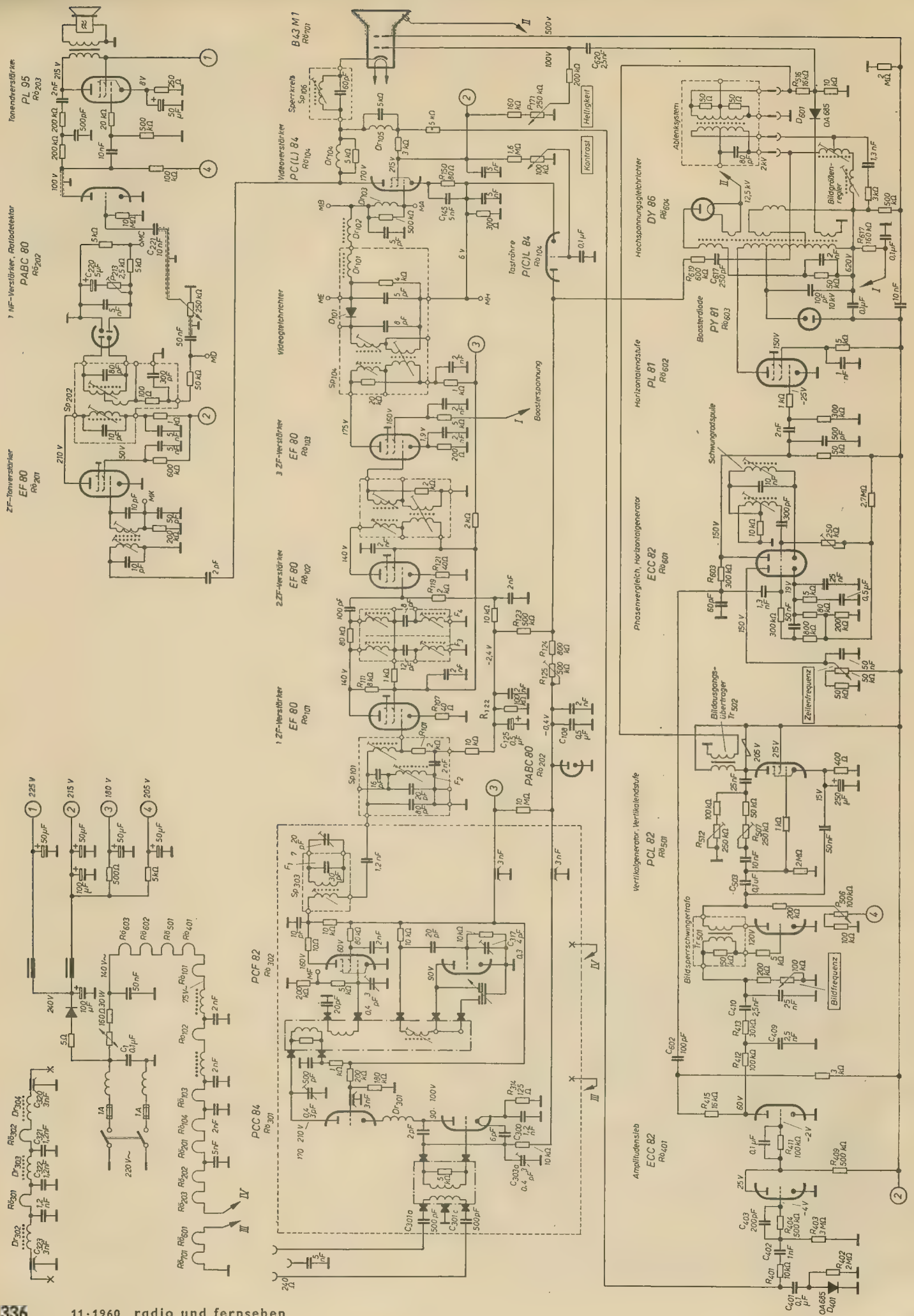


Bild 1 (oben) :  
TV-Empfänger  
„PATRIOT“

Bild 2:  
Chassisaufbau







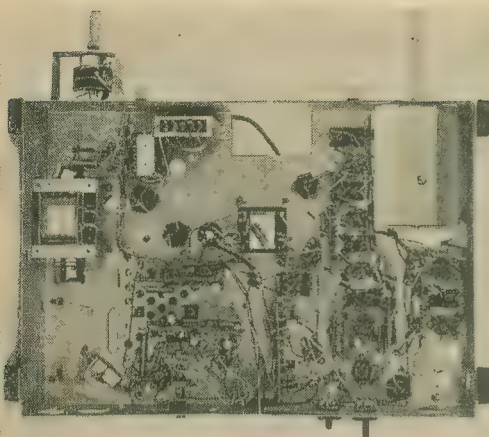


Bild 3: Untere Chassisansicht, tauchgelötete Baugruppen

breite der induktive Kopplungsfaktor mit Abgleichkernen einstellbar. Zu diesem Zweck wurden einige Windungen der Bandfilterspulen auf einen Spulenkörper gewickelt und mit einem HF-Eisenkern versehen. In das vierte ZF-Filter ist organisch die Bildgleichrichterdiode  $D_{101}$  eingebaut. An dieser Diode, die gleichzeitig als Mischdiode wirkt, wird auch der Tonzwischensträger als Differenzfrequenz von 5,5 MHz gewonnen. Die Drosseln  $Dr_{101}$  und  $Dr_{102}$  sind zur Sperrung von Oberwellen, die beim Mischvorgang entstehen, vorgesehen. Das Schirmgitter der dritten ZF-Röhre  $Rö_{103}$  wird nicht von der Schienenspannung, sondern über  $R_{617}$  von der Boosterspannung gespeist. Bis zum Zeitpunkt der Entstehung der Boosterspannung ist dadurch der ZF-Verstärker gesperrt. Hierbei wird vermieden, daß bei hoher Feldstärke die Videodiode überlastet wird, denn die getastete Regelspannung setzt auch erst nach Entstehung der Boosterspannung ein. Bei einem notwendigen ZF-Abgleich empfiehlt es sich, diesen stufenweise, ausgehend von der Demodulatorstufe, auszuführen (Bild 4). Die Drossel  $Dr_{103}$  ist als Korrekturdrossel zur Kompensierung von schädlichen Schaltkapazitäten eingefügt. In die Katode der Videoverstärkerröhre (L-System der PCL 84) ist ein festes „Klarzeichenglied“, bestehend aus  $R_{150}$  und  $C_{145}$  eingeschaltet. Die Drosseln  $Dr_{104}$  und  $Dr_{105}$  im Anodenkreis der PCL 84 sind zur Korrektur des Frequenzganges des Videoverstärkers vorgesehen. Das Videosignal gelangt über den 5,5 MHz Sperrkreis  $Sp_{106}$  an die Katode der Bildröhre. Bei der galvanischen Kopplung geht der Gleichstromanteil im Bildsignalgemisch nicht verloren. Eine Schaltung zur Wiederherstellung des Schwarzwertes ist dadurch nicht erforderlich. Die Helligkeitsregelung der Bildröhre wird durch Verändern der Vorspannung des Wehneltzylinders mit dem Potentiometer  $P_{171}$  erzielt.

#### ZF-Tonverstärker, Radiodetektor und Endstufe

Der an der Videodiode gewonnene Differenzträger von 5,5 MHz wird in der Videoverstärkerröhre PCL 84 weiterverstärkt und an der Anode über ein Bandfilter aus-

gekoppelt. Der Tonträger sowie der Zwischensträger sind frequenzmoduliert, weisen jedoch, da diese aus dem Bildsignalgemisch gewonnen wurden, Amplitudenmodulationsreste auf. Zur besseren AM-Unterdrückung wurde deshalb zur Tonauskopplung ein zweikreisiges Bandfilter verwendet. Die nachfolgende ZF-Verstärkerröhre  $Rö_{201}$  ist zur weiteren Unterdrückung der AM-Reste als Begrenzer geschaltet. Die Demodulation wird durch eine Radiodetektorschaltung, bestehend aus  $Sp_{202}$  und dem B-System der  $Rö_{202}$  (PABC 80), vorgenommen. Entsprechend der gegenphasigen Spannungen die durch die Gleichrichtung an den beiden Diodenstrecken entstehen, kommt in der Tertiärspule eine pulsierende Gleichspannung zustande. Diese pulsierende Gleichspannung entspricht der NF-Modulation des Begleittones. Mit dem Einstellregler  $P_{213}$  in Reihe mit  $C_{220}$  kann der möglicherweise noch vorhandene Restbrumm ausgeregelt werden. Die vom Radiodetektor gelieferte NF-Spannung gelangt über den Lautstärkeregel und  $C_{221}$  zum Gitter der NF-Vorverstärkerröhre (C-System der PABC 80). Die Tonendstufe ist mit der PL 95 ( $Rö_{203}$ ) bestückt. Zwischen den Anoden der Vorverstärker- und Endröhre ist ein nicht regelbares Gegenkopplungsglied angeordnet. Die Tonabstrahlung wird durch einen Breitband-Ovallautsprecher vorgenommen.

#### Getastete Regelung

Bei der automatischen Verstärkungsregelung übernimmt das Triodensystem der PCL 84 ( $Rö_{104}$ ) die Funktion der Taströhre. An die Anode des Triodensystems gelangen über  $C_{617}$  und  $R_{619}$  positive Zeilenimpulse. Die Katode der Taströhre ist mit der Katode der Videoverstärkerröhre galvanisch verbunden. Somit steht an der Katode der Taströhre das Bildsignal mit den Synchronisationsimpulsen, so daß die Möglichkeit besteht, das Gerät den unterschiedlichen Feldstärkeverhältnissen anzupassen. Die Taströhre wird nur dann aufgetastet, wenn die im Bildsignal enthaltenen Zeilen-Synchronisationsimpulse an der Katode zeitlich gesehen mit den vom Zeilentrafo kommenden Zeilenimpulsen an der Anode zusammenfallen. Während dieser Zeitdauer entsteht eine gleichgerichtete negative Spannung, deren Größe von der Höhe der an der Katode stehenden Synchronisier-Impulsdächer abhängig ist. Diese am Arbeitswiderstand  $R_{122}$  vorhandene negative Regelspannung wird nach Siebung durch  $R_{123}$  und  $C_{125}$  den Steuergittern der  $Rö_{101}$  und  $Rö_{102}$  zugeführt. Die Regelspannung für die Kaskodestufe wird über  $R_{124}$  und  $C_{108}$  gesiebt. Damit die HF-Eingangsstufe auch bei kleinen Eingangsfeldstärken mit voller Verstärkung arbeitet, ist die Vorspannung durch eine positiv vorgespannte Diode verzögert. Die Regelung setzt erst dann ein, wenn die Regelspannung die positive Vorspannung überschreitet. Mit dem Einstellregler  $P_{125}$  läßt sich die Vorspannung der HF-Eingangsstufe zur besseren Anpassung an die Eingangsfeldstärke geringfügig verändern.

#### Das Amplitudensieb

Von der Anode der Videoröhre wird das Bildsignal mit den Synchronisierimpulsen über ein Netzwerk von Widerständen und Kondensatoren dem Steuergitter des ersten Systems der ECC 82 zugeführt. Zur Unterdrückung von Störspannungsspitzen, die von Kollektorstörungen, Kfz.-Zündstörungen usw. herrühren, ist vor dem Amplitudensieb ein Störspannungsbegrenzer angeordnet. Dieser be-

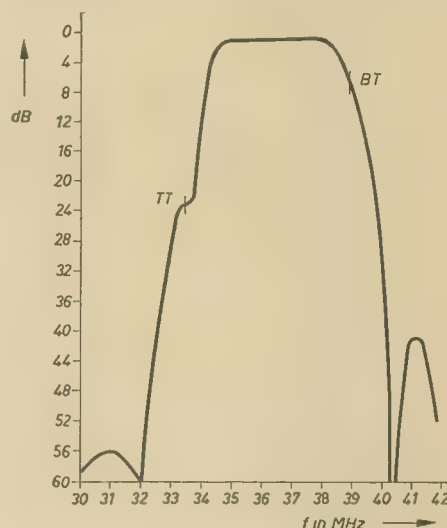


Bild 4: Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

steht aus dem RC-Netzwerk  $C_{401}$ ,  $R_{402}$  und der Germaniumdiode  $D_{401}$ . Alle über das Niveau des Synchronisationspegels hinausgehenden Spannungsspitzen werden entsprechend der Vorspannung der Diode abgeleitet. Das von Störspannungsspitzen befreite Bildsignal gelangt nun über die RC-Kette  $R_{401}$ ,  $C_{402}$  sowie über die RC-Kombination  $R_{404}$  und  $C_{403}$  an das Steuergitter des ersten Röhrensystems, das die Abtrennung der Synchronisierimpulse vom Bildinhalt vornimmt. Auf Grund des Audioneffektes und des damit auftretenden Gitterstromes stellt sich an  $R_{403}$  eine so hohe negative Gittervorspannung ein, daß nur die über den Bildinhalt hinausragenden Synchronisierimpulse die Röhre öffnen.

Um einwandfreie Synchronisierzeichen zu erhalten, werden die gewonnenen Synchronisierimpulse einem weiteren Begrenzer zugeführt. Dazu dient das zweite System der ECC 82. Das Steuergitter des zweiten Systems erhält eine geringe positive Vorspannung über den Anodenwiderstand  $R_{409}$ , so daß an  $R_{411}$  durch den Gitterstrom eine negative Vorspannung von -2 V entsteht.

Dabei tritt eine weitere Begrenzung der Impulse ein, so daß an der Anode der Begrenzerröhre einwandfreie, sehr flankensteile Impulse zur Verfügung stehen. Die Synchronisierimpulse werden an der Anode abgenommen und den einzelnen Kippgeneratoren zugeführt.

#### Vertikalgenerator und Endstufe

Von der Anode des zweiten Röhrensystems der ECC 82 ( $Rö_{401}$ ) gelangen die Bildsynchronisierimpulse über eine Inte-



## Technische Daten

Netzspannung: 220 V ~  
 Leistungsaufnahme: 135 VA  
 Antennenanschluß: 240-Ω-Bandkabel  
 Empfangsbereich:  
 10 Fernsehkanäle und 2 Reservekanäle  
 Synchronisation:  
 für Bild: Integration, direkt  
 für Zeile: Impulsphasenvergleich mit Schwingradstabilisation  
 Zwischenfrequenz:  
 für Bild: 38,9 MHz  
 für Ton: 33,4 MHz  
 Ton-DF: 5,5 MHz  
 ZF-Gleichrichter:  
 für Bild: Germaniumdiode  
 für Ton: Duodiode als Ratiodetektor  
 Empfindlichkeit:  $\leq 100 \mu\text{V}$   
 Tonausgangsleistung:  
 1,5 W bei Klirrfaktor  $\leq 6\%$   
 Lautsprecher:  
 permanentdynamischer Breitbandlautsprecher  
 Kontrastregler:  
 stetiger Regler mit automatischer Verstärkungsregelung kombiniert  
 Bildgröße: 360 x 270 mm  
 Zeilenzahl: 625 CCIR-Norm  
 Zeilenrücklaufastastung: vorhanden  
 Hochspannung: 13 kV  $\pm 10\%$   
 Ablenkwinkel:  
 70° permanentmagnetisch fokussiert  
 Röhrenbestückung:  
 PCC 84, PCF 82, 4 x EF 80, PCL 84, PABC 80, PL 95, 2 x ECC 82, PCL 82, PL 81, PY 81, DY 86, Bildröhre B 43 M 1, 1 Selengleichrichter, 3 Germaniumdioden  
 Gewicht: etwa 28 kg

grierkette  $R_{412}$ ,  $C_{409}$  sowie  $R_{413}$ ,  $C_{410}$  an das Steuergitter des Triodensystems der PCL 82 ( $R_{501}$ ). Der Bildgenerator arbeitet in der bekannten Sperrschwingerschaltung. Der Sperrschwingertrafo ist gegen Ausstrahlungen der Zeilenkippstufe durch eine statische Abschirmung aus Aluminiumfolie geschützt. Damit ist ein stabiler Zwischenzeilenstand gewährleistet. Die zur Steuerung der Bildendstufe nötige Sägezahnspannung kann in ihrer Amplitude durch  $P_{506}$  verändert werden, wodurch die Einstellung der Bildhöhe möglich wird. Die Sägezahnspannung gelangt über  $C_{503}$  an das Steuergitter der Endstufe (L-System der PCL 82) und wird dort entsprechend verstärkt. Die Anpassung des niederohmigen Ablenksystems an die Ausgangsimpedanz der Röhre geschieht durch den Bildausgangsübertrager  $Tr_{502}$ . Die geringe Induktivität der Bildablenkspulen und die nicht im normalen Rahmen ausführbare Primärinduktivität des Bildausgangsübertragers führen zu Geometrieverzerrungen des Bildes. Dieser Bildfehler wird durch eine Gegenkopplung behoben, wobei die Steuersägezahnspannung parabelförmig verformt wird und der notwendige lineare Stromanstieg in den Bildablenkspulen entsteht. Der Gegenkopplungsweig liegt zwischen der Anode und dem Steuergitter, wobei die Einstellung der Bildlinearität mit den Regelwiderständen  $P_{507}$  und  $P_{512}$  vorgenommen wird. Von der Sekundärwicklung des Bildausgangsübertragers werden die dort stehenden negativen Rücklaufspitzen über  $R_{516}$  und  $C_{620}$  abgenommen und zur Bildrücklaufdunkeltastung dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt. Die Anodenspannung des Bildgenerators wird aus einer gesonderten Plusschiene entnommen, um

bei einer evtl. Bildamplitudenänderung eine Frequenzänderung des Bildgenerators zu verhindern.

## Zeilengenerator und Zeilenendstufe

Die Zeilengeneratorstufe ist mit der ECC 82 ( $R_{501}$ ) bestückt und arbeitet in Koinzidenzschaltung. Die durch  $R_{415}$  und  $C_{602}$  differenzierten Zeilensynchronisationsimpulse gelangen an das erste System der ECC 82 ( $R_{501}$ ). Über  $R_{603}$  gelangt eine kleine Impulsspannung des Zeilengenerators ebenfalls an das Steuergitter des ersten Systems. Je nach Phasenlage der beiden Impulse zueinander — und damit ihrer Steuerwirkung — entsteht an der Katode eine Regelspannung, die über ein Netzwerk von Widerständen und Kondensatoren dem Steuergitter des Zeilengenerators als Regelspannung zugeführt wird (Bild 5). Ändert sich die Frequenz der im Generator erzeugten Sägezahnspannung, so ändert sich auch die Summenspannung am Steuergitter der Phasenvergleichsröhre. Damit ändert sich auch die Regelspannung der Röhre und verändert die Steuerspannung des Zeilengenerators, so daß sich eine automatische Frequenzregelung ergibt. Zur Stabilisierung der einmal eingestellten Frequenz dient ein in die Katode des Zeilengenerators eingefügter Schwingradkreis. Zur Synchronisierung der Zeilenfrequenz dienen zwei Potentiometer, die einmal direkt die Vorspannung des Generators (Zeilenfrequenz grob), zum anderen die Anodenspannung der Phasenvergleichsröhre (Zeilenfrequenz fein) ändern können. Die Zeilenendstufe ist mit den Röhren PL 81, PY 81 und der auswechselbaren Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 bestückt und weist keine Besonderheiten auf. Die Zeilenamplitude und Zeilen-

linearität ist durch den Zeilentrafo parallelgeschalteten Induktivitäten einstellbar. Die Dunkeltastung des Zeilenrücklaufes erfolgt durch eine negative Impulsspannung, die einer Hilfswicklung des Zeilen-

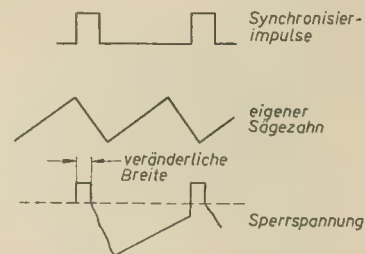


Bild 5: Spannungsverläufe im Zeilengenerator

trafos entnommen wird und nach Glättung durch eine Germaniumdiode  $D_{601}$  über  $C_{620}$  dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt wird.

## Netzteil

Der Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Er ist nur für 220 V Wechselspannung ausgelegt. Zwei Störschutz-HF-Drosseln verhindern in Verbindung mit  $C_1$  das Eindringen von Störungen aus dem Netz und umgekehrt, das Eindringen von Ausstrahlungen der Zeilenkippstufe in das Netz. Die Anodenspannungen für den Kanalwähler, die Bild-ZF-Stufen, NF-Vorverstärker und Vertikalgeneratoren werden getrennten Schienen entnommen und sind nochmals gesiebt. Der Heizkreis ist durch Kondensatoren und HF-Drosseln gesiebt und entkoppelt. Ein Heißleiter begrenzt den Einschaltstromstoß der mit 300 mA geheizten Röhren.

## Literatur

RAFENA-Information Nr. 12

*Wir lernen kennen:*

**RAFENA „Patriot“**

Wie bereits erwähnt, ähnelt der „Patriot“ dem bekannten TV-Empfänger „Derby“. Besonders zu erwähnen sind die Bandfilterzwischenfrequenz, mit der eine große Trennschärfe bzw. eine gute Nachbarkanalselektion erzielt wird sowie die Störbegrenzerschaltung vor dem Amplitudensieb. Der sonst übliche Netztransformator konnte entfallen, da die Röhrenheizungen in Reihe geschaltet wurden. In diesem Zusammenhang entsteht die Frage, ob sich daraus nicht ein Allstromempfänger entwickeln ließe. Vorteilhaft ist die getastete Regelung, die den Bildkontrast auf einen bestimmten Wert konstant halten soll. Wenn hier auch zusätzlich senderseitig mehr getan würde, so könnte man bald von einer echten Kontrastregelung sprechen. Während der Erprobung des TV-Empfängers sorgte die gut „ausgewogene“ Synchronisationsschaltung dafür, daß Zeile und Bild immer „stehen“ blieben. Allerdings mußte etliche Zeit nach dem Einstellen des Gerätes eine Feinabstimmung vorgenommen werden, da sich die einmal eingestellte Bildauflösung

— trotz des Inter-carrierverfahrens — etwas verzog. Danach veränderte sich die Bildauflösung nicht mehr, sie lag bei etwa 4,5 MHz. Die Tonqualität des Breitbandovallautsprechers war gut. Die relativ großen Gehäuseabmessungen sind natürlich durch die 43-cm-Bildröhre mit 70° Ablenkwinkel bedingt. Zu begrüßen ist der große Bodenausschnitt, da das Chassis für durchzuführende Reparaturen freiliegt. Die Idee zum Bau des „Patriot“ — wie es in den RAFENA-Informationen heißt — gab unser Stellvertretender Ministerpräsident Walter Ulbricht, um ein preiswertes, aber leistungsfähiges Fernsehgerät für die Bevölkerung herzustellen. An dieser Stelle muß betont werden, daß es sich zwar um ein leistungsfähiges Gerät handelt, der Endverbraucherpreis von 1580 DM in bezug auf ein preiswertes Gerät jedoch zu hoch ist. Man kann hier also nicht von einem Massen-TV-Empfänger sprechen. Abschließend ist zu sagen, daß der „Patriot“ ein erprobtes Gerät ist, das jedoch keine prinzipielle Neuentwicklung darstellt, und den Anforderungen der Fernsehteilnehmer gerecht wird. *Belter*



## OC 811 Fortsetzung von Heft 10 (1960)

Stromverstärkungsfaktor  
(Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{21e} = 28 (20 \dots 100)$   
Ausgangsleitwert (Eingang offen)  $h_{22e} = 38 (15 \dots 100) \mu S$   
maximale Leistungsverstärkung  $G_{pmaxe} = 36 (30 \dots 45) dB$   
Die Transistoren werden nach Stromverstärkungswerten  $h_{21e}$  gruppiert und mit Farbpunkten gekennzeichnet (Bild links).

### Grenzwerte

Emitterstrom Effektivwert  $I_{Eff} = 10 mA$   
Spitzenwert  $I_{Emax} = 15 mA$   
Kollektorstrom Effektivwert  $-I_{Ceff} = 10 mA$   
Spitzenwert  $-I_{Cmax} = 15 mA$   
Kollektorspannung Effektivwert  $-U_{CEff} = 15 V$   
Spitzenwert  $-U_{CEmax} = 25 V$   
Effektivwert  $-U_{CEff} = 10 V$   
Spitzenwert  $-U_{CEmax} = 20 V$

Kollektorverlustleistung  $P_{Cmax} = 25 mW$

Wärmewiderstand bei ruhender Luft  $k = 1,2 \frac{^{\circ}C}{mW}$

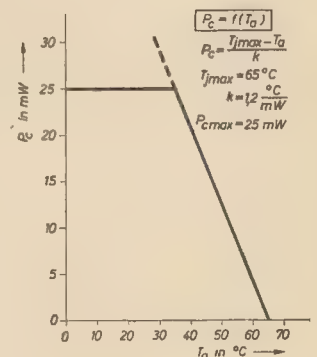
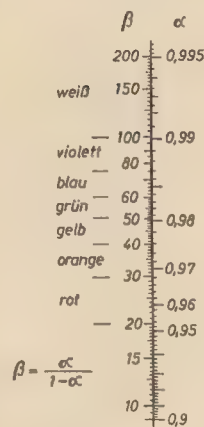
Sperrschichttemperatur  $T_{jmax} = 65 ^{\circ}C$

Umgebungstemperatur  $T_{amax} = 45 ^{\circ}C$

Bei Umgebungstemperaturen über  $+35 ^{\circ}C$  ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm  $P_C = f(T_a)$  zu reduzieren (Bild rechts).

Bild links: Farbkennzeichnung und Gegenüberstellung der Stromverstärkungsfaktoren in Emitter- und Basisschaltung

Bild rechts: Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

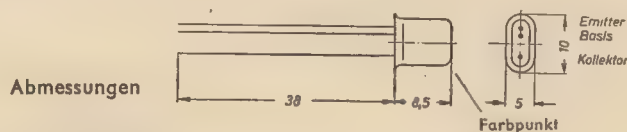


## OC 812

## Germanium-pnp-Flächentransistor

### Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



### Verwendung

Rauscharmer Transistor für NF-Vorstufenverstärker.

### Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur  $T_a = 25 ^{\circ}C$  angegeben.

### Statische Meßwerte

Kollektorruhestrom ( $-U_{CB} = 5 V; I_E = 0$ )  $-I_{CBO} \leq 20 \mu A$   
( $-U_{CE} = 5 V; I_B = 0$ )  $-I_{CEO} \leq 350 \mu A$

### Dynamische Meßwerte Meßfrequenz $f = 1 kHz$

Grenzfrequenz  $f_a \geq 300 kHz$

Rauschfaktor  $F \leq 10 dB$

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 1 V$ ;  $-I_C = 0,2 mA$ ;  $f = 1 kHz$ ,  $\Delta f = 600 Hz$  und  $R_g = 500 \Omega$  angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt  $-U_{CE} = 5 V$ ;  $-I_C = 1 mA$ )

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{11e} = 1,6 (1 \dots 3) k\Omega$

Spannungsrückwirkung (Eingang offen)  $h_{12e} = 8,4 (5 \dots 30) \cdot 10^{-4}$

Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{21e} = 41 (20 \dots 100)$

Ausgangsleitwert (Eingang offen)  $h_{22e} = 36 (15 \dots 100) \mu S$

maximale Leistungsverstärkung  $G_{pmaxe} = 36 (30 \dots 45) dB$

Farbpunktgruppierung wie bei OC 811 (s. oben).

Mittelwerte der h-Parameter an dem Arbeitspunkt, für den der Rauschfaktor angegeben wird

Emitterschaltung (OE) Arbeitspunkt  $-U_{CE} = 1 V$ ;  
 $-I_C = 0,2 mA$

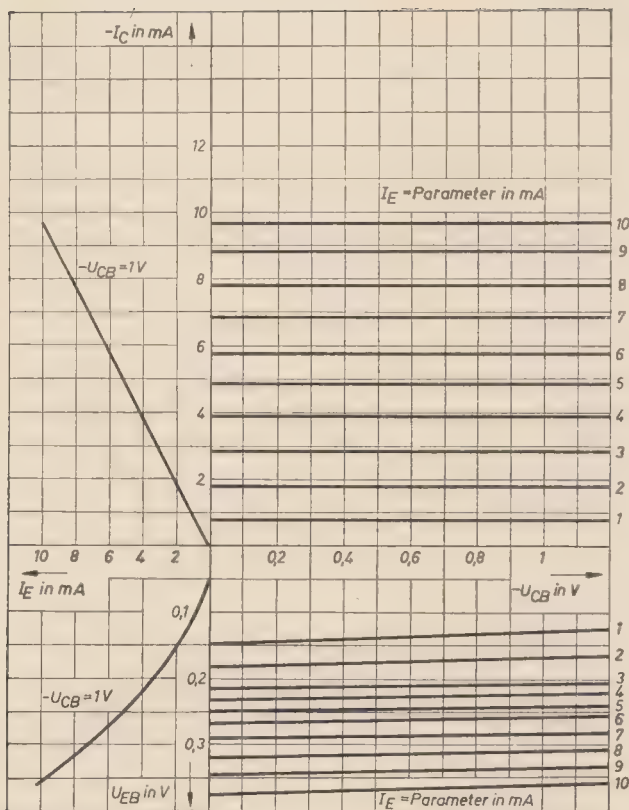
Basisschaltung (OB) Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 1 V$ ;  
 $-I_C = 0,2 mA$

OE	OB
$h_{11e} = 4,9 k\Omega$	$h_{11b} = 0,15 k\Omega$
$h_{12e} = 20 \cdot 10^{-4}$	$h_{12b} = 10 \cdot 10^{-4}$
$h_{21e} = 32$	$-h_{21b} = 0,97$
$h_{22e} = 20 \mu S$	$h_{22b} = 0,6 \mu S$

### Grenzwerte

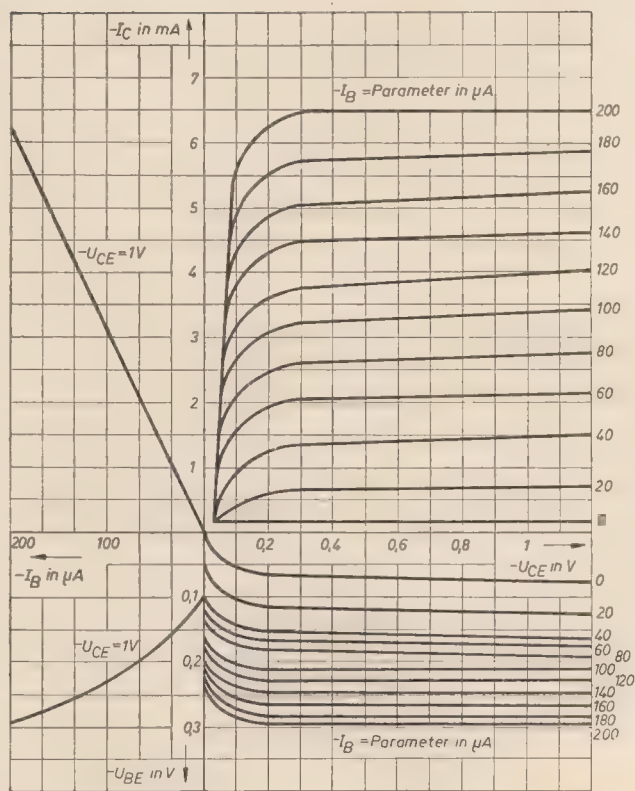
Emitterstrom Effektivwert  $I_{Eff} = 5 mA$   
Kollektorstrom Effektivwert  $-I_{Ceff} = 5 mA$





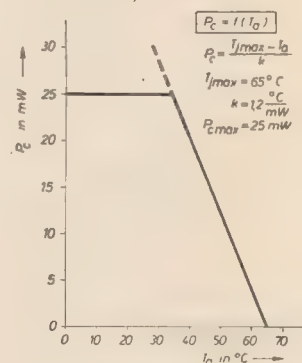
#### Kennlinienfeld in Basisschaltung

Kollektorspannung Effektivwert  $-U_{CEeff} = 6 \text{ V}$   
 Kollektorverlustleistung Effektivwert  $-U_{CEeff} = 6 \text{ V}$   
 Kollektorverlustleistung  $P_{Cmax} = 25 \text{ mW}$   
 Wärmewiderstand bei ruhender Luft  $k = 1,2 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}}$   
 Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax} = 65 \text{ }^\circ\text{C}$   
 Umgebungstemperatur  $T_{amax} = 45 \text{ }^\circ\text{C}$   
 Bei Umgebungstemperaturen über  $+35 \text{ }^\circ\text{C}$  ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm  $P_C = f(T_a)$  zu reduzieren.



#### Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



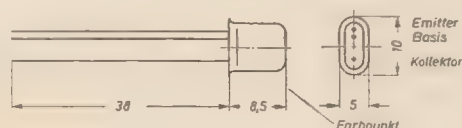
## OC 813

### Germanium-pnp-Flächentransistor

#### Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.

#### Abmessungen



#### Verwendung

NF-Vorstufenverstärker mit höheren Anforderungen an die Grenzfrequenz, Oszillator- und Multivibratorschaltungen.

#### Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur  $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  angegeben.

#### Statische Meßwerte

Kollektorruhestrom ( $-U_{CB} = 5 \text{ V}$ ;  $I_E = 0$ )  $-I_{CBO} \leq 20 \text{ } \mu\text{A}$   
 ( $-U_{CE} = 5 \text{ V}$ ;  $I_B = 0$ )  $-I_{CEO} \leq 350 \text{ } \mu\text{A}$

#### Dynamische Meßwerte Meßfrequenz $f = 1 \text{ kHz}$

Basisschaltung (Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 5 \text{ V}$ ;  $-I_C = 1 \text{ mA}$ )

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{11b} = 45 (20 \dots 90) \text{ } \Omega$   
 Spannungsrückwirkung (Eingang offen)  $h_{12b} = 11,2 (5 \dots 30) \cdot 10^{-4}$   
 Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)  $-h_{21b} = 0,96 (0,95 \dots 0,99)$   
 Ausgangsleitwert (Eingang offen)  $h_{22b} = 1,3 (0,5 \dots 4) \text{ } \mu\text{S}$   
 Grenzfrequenz  $f_a \geq 1 \text{ MHz}$   
 maximale Leistungsverstärkung  $G_{pmaxb} = 27 \text{ dB}$   
 Rauschfaktor  $F \leq 25 \text{ dB}$

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 1 \text{ V}$ ;  $-I_C = 0,2 \text{ mA}$ ;  $f = 1 \text{ kHz}$ ;  $\Delta f = 600 \text{ Hz}$  und  $R_g = 500 \text{ } \Omega$  angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt  $-U_{CE} = 5 \text{ V}$ ;  $-I_C = 1 \text{ mA}$ )

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{11e} = 1,3 (0,8 \dots 3) \text{ k}\Omega$   
 Spannungsrückwirkung (Eingang offen)  $h_{12e} = 9,8 (5 \dots 30) \cdot 10^{-4}$   
 Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)  $h_{21e} = 28 (20 \dots 100)$   
 Ausgangsleitwert (Eingang offen)  $h_{22e} = 38 (15 \dots 100) \text{ } \mu\text{S}$   
 maximale Leistungsverstärkung  $G_{pmaxe} = 36 (30 \dots 45) \text{ dB}$   
 Farbgruppierung wie bei OC 811 Seite 339.

Wird fortgesetzt



# Interessante Transistorempfänger von Loewe Opta

Der nachfolgende Beitrag zeigt einige interessante volltransistorisierte Empfänger. Diese sind mit den neuesten HF-Transistoren bestückt, die eine höhere und damit auch gleichmäßigere Verstärkung garantieren. Es handelt sich u. a. um die diffusionslegierten Germaniumflächentransistoren OC 169, OC 170 und OC 171 mit sehr hoher Grenzfrequenz. Alle Geräte arbeiten mit 9 V Batteriespannung. Die erzielbare Endleistung der Empfänger beträgt 0,7 bzw. 1 W.

## Taschenempfänger Dandy 5900

Im Hochfrequenzteil findet der Diffusionstransistor OC 169 mit höherer Stromverstärkung, höherem Eingangswiderstand und geringerer Rückwirkungskapazität Verwendung. Die Bilder 1 und 2 zeigen die Ansicht sowie das Schaltbild des Empfängers.

Der Eingangskreis ist an die Basis des Mischtransistors induktiv und kapazitiv angekoppelt, so daß sich eine gleichmäßigere Antennenspannungsübersetzung ergibt. An der Basis ist außerdem eine Buchse für eine zusätzliche Wurfantenne vorgesehen, in ungünstigen Empfangsbedingungen ermöglicht diese Antenne den Empfang schwacher Sender.

Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor über eine Anzapfung des Oszillatorkreises. Die untere Anzapfung der Oszillatorschleife

dient zur Anpassung an den niederohmigen Emitter. Der Parallelwiderstand  $R_{17}$  zum Oszillatorkreis hält die Schwingamplitude über dem Bereich konstant. Die beiden ZF-Verstärkerstufen arbeiten in Basisschaltung und benötigen daher keine Kondensatoren und Widerstände zur Neutralisation, d. h., es konnten so-

richtung der ZF. Diese Diode liefert neben der NF gleichzeitig eine Regelspannung über  $R_9$  an die Basis des ersten ZF-Transistors.

Auf den Lautstärkereger  $R_{10}$  folgt die Treiberstufe, bei der nur der Spannungsteiler im Emitterkreis, bestehend aus  $R_{14}$  und  $R_{15}$ , bemerkenswert ist. Dieser Spannungsteiler liefert die Basisspannung für die Gegentaktendstufe, so daß sich der sonst übliche Spannungsteiler an der Endstufe, der einen zusätzlichen Stromverbrauch bedingt, erübrigt. Der gemeinsame Emitterwiderstand  $R_{16}$  der Gegentaktendstufe ist so bemessen, daß er eine ausreichende Temperaturstabilisierung gewährleistet. Auf Grund der geschilderten Maßnahmen beträgt der gesamte Ruhestrom des Dandy bei 9 V Batteriespannung nur 3,5 ... 4,5 mA, so daß sich je nach Lautstärke 40 ... 80 Betriebsstunden ergeben. Dabei kann das Gerät bis zu einem Absinken der Batteriespannung auf 4,5 V betrieben werden.



Bild 1: Taschenempfänger Dandy, Typ 5900

### Technische Daten

Typenbezeichnung: Dandy 5900  
Stromart: Batterie 9 V  
Bestückung: 3×OC 169, OC 71, 2×OC 72, OA 90  
Zahl der Kreise:  
6 AM, davon 2 kapazitiv abstimbar  
Frequenzbereich: MW = 513 ... 1650 kHz  
Zwischenfrequenz:  
4 Kreise, 460 kHz  
Antenne: Ferritantenne für M, fest  
Schwundregelung:  
auf 1 Transistor wirksam  
Anschlüsse: Außenlautsprecher/Außenantenne  
Gegentaktendstufe: Nennleistung 200 mW  
Lautsprecher: perm. dyn. 6 cm Ø  
Betriebsstunden je nach Lautstärke:  
40 ... 80 Stunden  
Gehäuseabmessungen in mm: 72×114×32  
Gewicht einschließlich Batterien: 320 g

## Kofferempfänger Lord 5930

Bild 3 zeigt die Ansicht und Bild 4 das Schaltbild des Empfängers.

Im Hochfrequenzteil wird der neue HF-Transistor AF 101, der eine höhere und dabei auch gleichmäßigere Verstärkung garantiert, verwendet.

Am Eingangskreis ist zusätzlich zu der eingebauten Ferritantenne der Anschluß einer Autoantenne bzw. einer Wurf- oder Außenantenne vorgesehen. Zum Ausgleich einer evtl. Verstimmung wird bei Nichtbenutzung der Antenne durch einen Schaltkontakt der Kopplungskondensator  $C_3$  an Masse geschaltet.

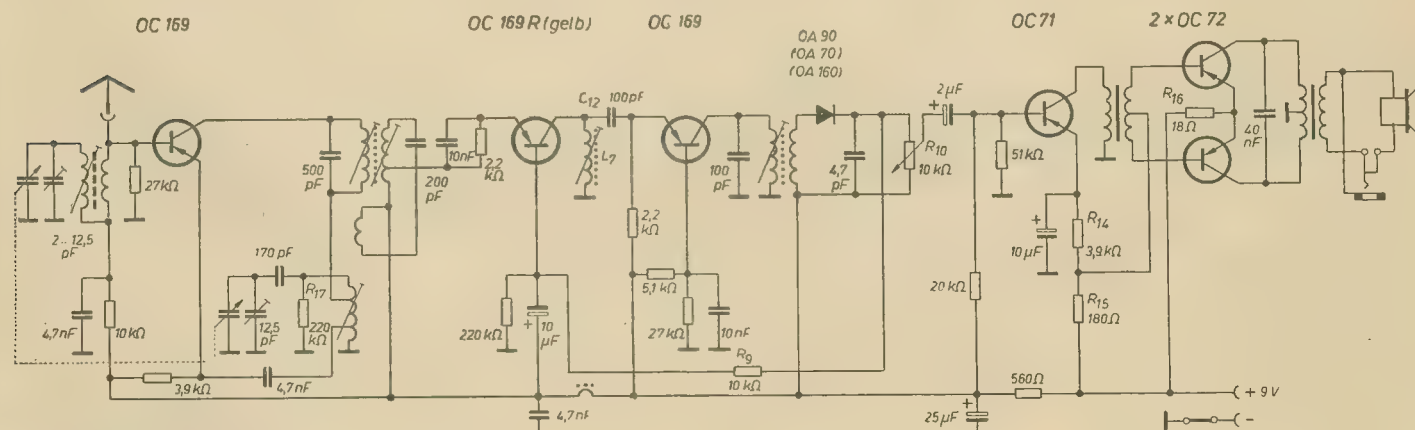


Bild 2: Schaltbild des Dandy



Der Mischtransistor arbeitet auf der Oszillatorseite in Basisschaltung. Die Rückkopplung vom Kollektor und die Anpassung an den niederohmigen Emitter erfolgen über entsprechende Koppelspulen  $L_7$  und  $L_8$ . Der erste Zwischenfrequenzkreis wird für eine zusätzliche Schwundregelung über die Diode  $D_1$  bedämpft. Von den beiden ZF-Verstärkerstufen arbeitet die erste in Emitterschaltung und ist über den Kondensator  $C_{19}$  auf die übliche Art neutralisiert. Durch Verwendung des Transistors AF 101 mit verringerter Rückwirkungskapazität ist die Neutralisation nicht mehr kritisch. Die zweite ZF-Verstärkerstufe ist in Basischaltung ausgeführt und benötigt daher keine Neutralisation. In dieser Stufe wurde die Basisschaltung vorgezogen, da sich bei der hier gegebenen stärkeren Aussteuerung die Änderungen der dynamischen Kapazitäten, insbesondere der Rückwirkungskapazitäten nicht mehr auswirken. Die letzte ZF-Verstärkerstufe wird zusätzlich in Kollektorschaltung als Impedanzwandler für die NF benutzt. Der Belastungswiderstand der Diode zur Gleichrichtung liegt in der Basisleitung des Transistors und ist hier mit  $15\text{ k}\Omega$  hochohmiger als sonst bemessen worden.

Sowohl die Niederfrequenz- als auch die Regelspannung wird jetzt vom Emitter, und zwar an dessen etwa am den Faktor 10 niedrigeren Innenwiderstand abgenommen. Durch diese Schaltung wird es möglich, auch Treiberstufen höherer Leistung direkt ohne eine weitere Niederfrequenzstufe auszusteuern. Eine Verstärkungsregelung erfolgt sowohl in der ersten als auch in der zweiten ZF-Verstärkerstufe, und zwar so, daß in der ersten Stufe mit zunehmender Regelspannung der Kollektorstrom abnimmt, während dieser in der zweiten Stufe zunimmt. Darüber hinaus wird, wie schon erwähnt, über die Diode  $D_1$  eine Übersteuerung bei sehr starken Nahsendern vermieden. Die Gegentaktendstufe wird durch den niederohmigen Germaniumflächengleichrichter  $D_3$  sowohl hinsichtlich der abfallenden Batteriespannung als auch der Temperatur stabilisiert. Die benutzte Diode ist so niederohmig, daß bei einem

unempfindlich geworden. Z. B. zeigen sich auch bei einer verbrauchten Batterie — bis herunter zu  $4,5\text{ V}$  — noch keine hörbaren Verzerrungen. Durch das parallel zum Stabilisierungsgleichrichter  $D_3$  liegende Potentiometer  $R_{27}$  von  $100\text{ }\Omega$  läßt sich der Arbeitspunkt der beiden Endtransistoren einstellen.

## UKW-Kofferempfänger Lissy 5940

Der UKW-Teil enthält zwei Transistoren, einen zur HF-Vorverstärkung und gleichzeitigen ZF-Verstärkung, d. h. also in Reflexschaltung, und einen Transistor für die selbstschwingende Mischstufe. Beide Transistoren arbeiten in Basisschaltung. Der Antenneneingang ist mit  $60\text{ }\Omega$  an die eingebaute Teleskopantenne angepaßt. Diese Antenne liegt über der Drossel  $Dr_1$  gleichzeitig am Eingang des AM-Teiles, wobei der Kondensator  $C_2$  als Trennkondensator

### Technische Daten

Typenbezeichnung: Lord 5930

Stromart: Batterie 9 V

Bestückung:

$3 \times \text{AF}101$  (OC 169), OC 602 (OC 71),  $2 \times \text{OC}604$  spez. (OC 74);  $2 \times \text{OA}150$  (OA 91), FD 5 (GVO)

Zahl der Kreise:

7, davon 2 kapazitiv abstimbar

Frequenzbereiche:

MW =  $513 \dots 1650\text{ kHz}$ ,

LW =  $145 \dots 350\text{ kHz}$

Zwischenfrequenz: 5 Kreise,  $460\text{ kHz}$

Antenne: Ferritantenne für M, L, fest

Schwundregelung:

auf 2 Transistoren wirksam

Anschlüsse: Außenantenne

Gegentaktendstufe: Nennleistung  $700\text{ mW}$

Lautsprecher:

perm. dyn.  $10\text{ cm } \varnothing$ ,  $10500\text{ Gauss}$

Betriebsstunden je nach Lautstärke:

$150 \dots 250\text{ Stunden}$

Gehäuseabmessungen in mm:  $260 \times 180 \times 75$

Gewicht einschließlich Batterien:  $1,8\text{ kp}$



Bild 3: Reiseempfänger Lord, Typ 5930

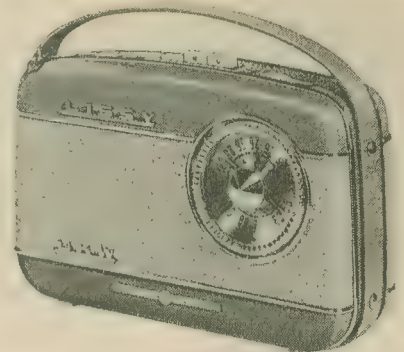


Bild 5: UKW-Reiseempfänger Lissy, Typ 5940

durchfließenden Strom von etwa  $5\text{ mA}$  an ihr nur eine Spannung von etwa  $0,25\text{ V}$  liegt, was einem Widerstand von  $50\text{ }\Omega$  entspricht. Diese verwendete Stabilisierungsschaltung benötigt keinen temperaturabhängigen Widerstand. Als wesentlichen Vorteil ergibt diese Schaltung durch Wegfall des sonst üblichen Spannungsteilers eine Stromersparnis von etwa  $5\text{ mA}$ . Außerdem ist die Endstufe dadurch sowohl gegen zu niedrige als auch zu hohe Batteriespannungen weitgehend

densator für die AM dient. Neben der eingebauten Teleskopantenne kann auch eine normale Autoantenne an die dafür vorgesehene Buchse angeschlossen werden. Der UKW-Eingangskreis besitzt eine so dimensionierte  $\pi$ -Schaltung, daß die erforderliche Anpassung an den Eingangswiderstand des Transistors hergestellt wird. Die Bilder 5 und 6 vermitteln die Ansicht sowie das Schaltbild des Empfängers.

Wie schon erwähnt, wird die Vorstufe

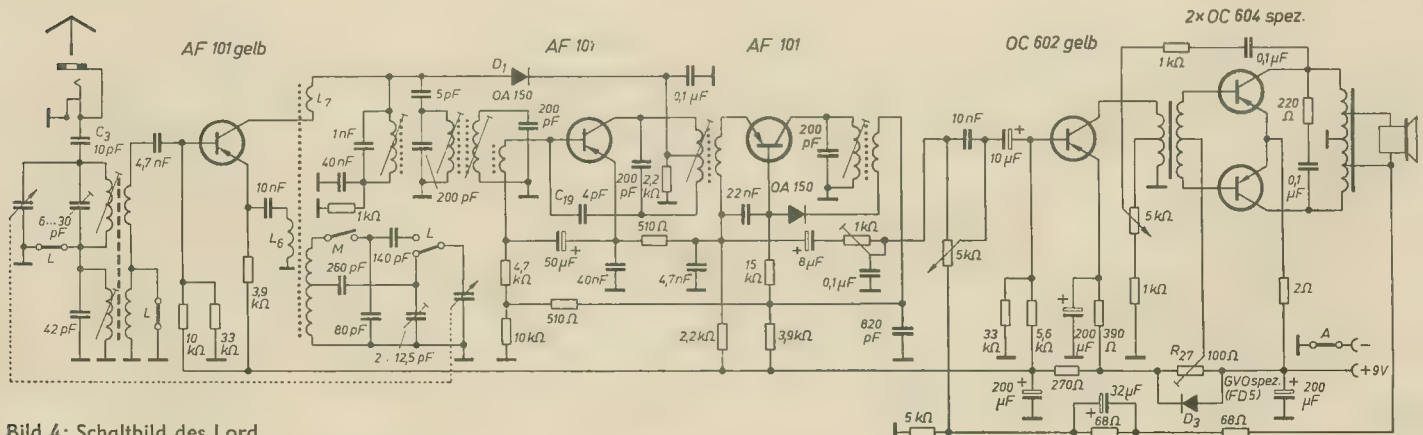


Bild 4: Schaltbild des Lord







# Der Einfluß des Kollektorreststromes auf das Verhalten von Transistorschaltungen bei Impulsbetrieb

Dipl.-Ing. KURT GÜNZEL

Viele aus der Elektronik und Impulstechnik her bekannte Schaltungen mit Elektronenröhren, wie Multivibratoren, Begrenzer, Impulsformerstufen usw., arbeiten auch bei Verwendung von Transistoren einwandfrei. Dabei ist zu beachten, daß infolge der Transistoreigenschaften bei Impulsbetrieb andere Dimensionierungsrichtlinien als bei Röhrenschaltungen gelten.

Die Steuerung der Transistoren erfolgt nicht leistungslos. Die Belastung der Vorstufe durch den Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe ist ein bis zwei Größenordnungen höher als bei Elektronenröhren. Während in Röhrenschaltungen das Zeitverhalten vorwiegend durch die äußeren Widerstände und Kapazitäten bestimmt wird, sind bei Transistorbetrieb die Vorgänge im Halbleiter für die erreichbare Arbeitsgeschwindigkeit maßgebend. Schließlich führt der gesperrte Transistor einen relativ großen und stark temperaturabhängigen Reststrom. Die Besonderheiten des Transistors bezüglich Leistungsbedarf und Zeitverhalten sind bei hohen Folgefrequenzen und besonderen Anforderungen an Impulsform bzw. Flankensteilheit von Bedeutung. Der Einfluß des Kollektorreststromes dagegen muß bei jeder Dimensionierungsaufgabe berücksichtigt werden, da dieser unter Umständen Stabilität sowie Konstanz des Zeitverhaltens stark beeinflußt. Bild 1 zeigt die Temperatur-

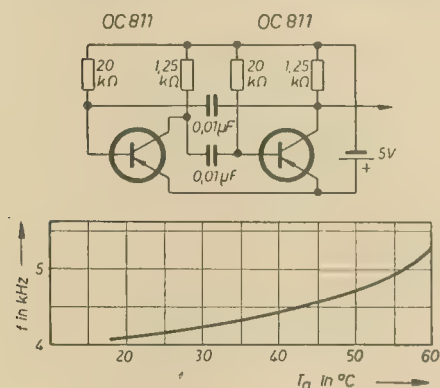


Bild 1: Temperaturabhängigkeit der Impulsfolgefrequenz eines astabilen Multivibrators

abhängigkeit der Impulsfolgefrequenz eines transistorbestückten, astabilen Multivibrators. Die Frequenzzunahme infolge der Widerstands- und Kapazitätsänderung der zeitbestimmenden Glieder mit der Temperatur beträgt im untersuchten Intervall höchstens 3%. Gemessen wurde aber eine Erhöhung der Frequenz um 30% bei einer Temperaturzunahme von 20 °C auf 60 °C im speziellen Falle! Verantwortlich dafür ist in erster Linie das Verhalten des Kollektorreststromes. In welcher Größenordnung liegt dieser Reststrom?

Wie verhält er sich bei Temperaturänderungen, bei Variation der Schaltungsparameter?

Was ist bei der Dimensionierung zu beachten, um seinen Einfluß zu verringern?

Diese Fragen werden im folgenden behandelt. Dabei beziehen sich, soweit nicht anders angegeben, alle Ausführungen auf die in der Praxis vorwiegend eingesetzte Emitterschaltung.

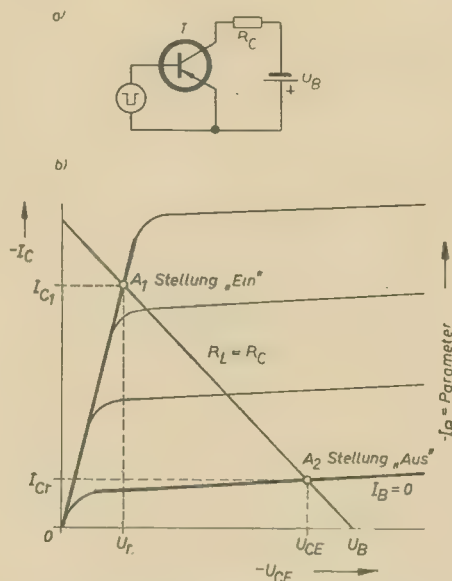


Bild 2: a) Transistor als Schalter, b) Ein- und Aus-Stellung eines als Schalter betriebenen Transistors

## Einige Transistorkenngrößen bei Schalterbetrieb

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung und das idealisierte Kennlinienfeld des Transistors als Schalter. Im Gegensatz zum Verstärkerbetrieb interessieren hier nur die beiden Grenzkennlinien O — A<sub>1</sub> (Restspannung) und O — A<sub>2</sub> (Reststrom). Bei der Stellung „Ein“, Schnittpunkt des Lastwiderstandes  $R_L = R_C$  mit der Restspannungskennlinie, fließt maximaler Strom. Dieser Arbeitspunkt ist stabil, seine Abhängigkeit von Temperatur und Schaltungsparametern gering. In der Stellung „Aus“ fließt ein minimaler Kollektorstrom  $I_{Cr}$ . Die Spannung  $U_{CE}$  über dem Transistor ist nur wenig kleiner als die Betriebsspannung  $U_B$ . Der am Lastwider-

stand zur Verfügung stehende Spannungssprung  $\Delta U$  beträgt

$$\Delta U = U_{CE} - U_F. \quad (1)$$

Der in der Schaltung tatsächlich fließende Kollektorreststrom  $I_{Cr}$  ist von den Kennwerten  $I_{CBO}$  und  $I_{CEO}$  zu unterscheiden. Vom Transistorhersteller werden für die Restströme  $I_{CBO}$  und  $I_{CEO}$ , definiert für offenen Basis- bzw. Emittterkreis bei einer Sperrschichttemperatur  $T_j = 25^\circ\text{C}$  und bestimmter Kollektorspannung, Maximalwerte garantiert. So betragen für die Transistortypen OC 810, OC 811, OC 812, OC 813  $I_{CBO} = 20 \mu\text{A}$  und  $I_{CEO} = 350 \mu\text{A}$  und für die Typen OC 815, OC 816, OC 820  $I_{CBO} = 20 \mu\text{A}$  bzw.  $I_{CEO} = 400 \mu\text{A}$ .  $I_{Cr}$  liegt im Bereich zwischen den Strömen  $I_{CBO}$  und  $I_{CEO}$ . Es gelten folgende Beziehungen:

$$I_{CEO} \geq I_{Cr} \geq I_{CBO}, \quad (2)$$

$$I_{CEO} = I_C (I_B = 0), \quad (3)$$

$$I_{CBO} = I_C (I_E = 0), \quad (4)$$

$$I_{CEO} = \beta \cdot I_{CBO}. \quad (5)$$

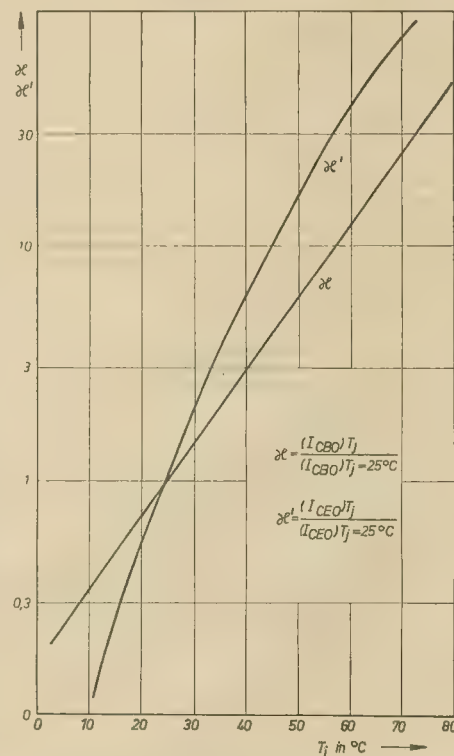


Bild 3: Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes



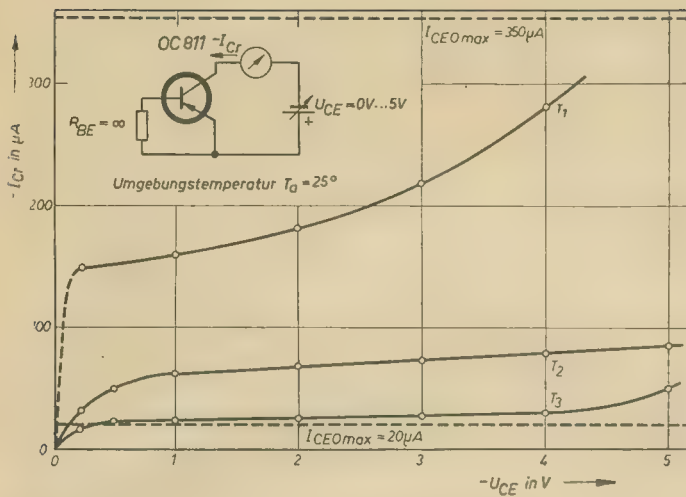


Bild 4: Meßschaltung und  $-I_{Cr}$  als Funktion der Spannung  $-U_{CE}$

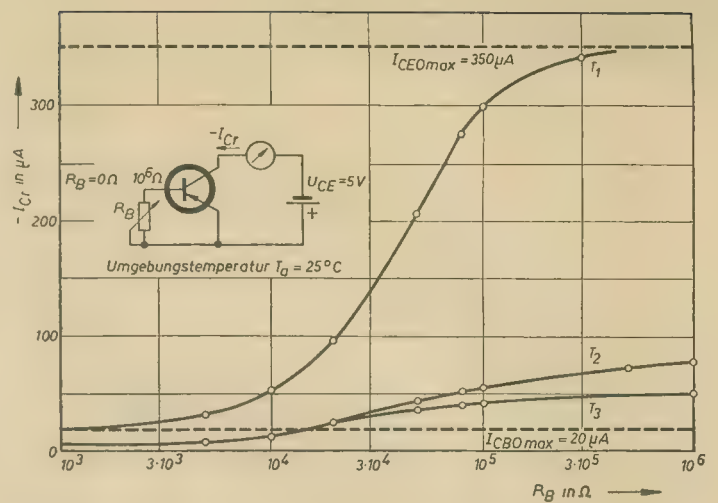


Bild 5: Meßschaltung und  $-I_{Cr}$  als Funktion des Basiswiderstandes  $R_B$

Darin bedeuten:

$I_{CBO}$  den Kollektorreststrom in Basis-schaltung bei offenem Emittor,

$I_{CEO}$  den Kollektorreststrom in Emitterschaltung bei offener Basis,

$\bar{\beta}$  den Großsignal-Stromverstärkungs-faktor in Emitterschaltung.

Während in Verstärkerschaltungen bei richtiger Arbeitspunktwahl im Bereich zwischen den beiden angeführten Grenzkennlinien (Bild 2) der Reststrom des Transistors ohne Bedeutung ist, bestimmt er in der „Aus“-Stellung der Impuls-schaltung die Lage des Arbeitspunktes  $A_2$  und dessen thermische Stabilität. Durch die Verlustleistung  $I_{Cr} \cdot U_{CE}$  in „Aus“-Stellung wird der Transistorkristall erwärmt. Die innere Temperaturzunahme hat wiederum eine Erhöhung des Reststromes zur Folge, so daß sich der Transistor thermisch bis zur völligen Zerstörung aufschauelt, wenn die anliegende Spannung  $U_{CE}$  einen Grenzwert  $U_{CEmax}$  überschreitet. Nach [1] gilt:

$$| -U_{CE} | < \frac{1}{\kappa \cdot K \cdot | -I_{Cr} |} \quad (6)$$

Darin ist

$K = 0,07 \dots 0,09 \text{ } ^\circ\text{C}$  ein Maß für die Temperaturabhängigkeit und  $\kappa$  der Wärmewiderstand bei ruhender Luft (Der Grenzwert ist den Herstellerangaben zu entnehmen).

Die Kenntnis des Verhaltens von  $I_{Cr}$  ist aus diesen Gründen Voraussetzung für eine optimale Schaltungsdimensionierung.

#### Das Verhalten des Kollektorreststromes $I_{Cr}$

Infolge der Eigenarten des Leitungsmechanismus im Halbleiter ist der Kollektorreststrom  $I_{Cr}$  temperaturabhängig [2]. Nach [1] gilt für den Reststromkennwert  $I_{CBO}$  die Beziehung

$$I_{CBO}(T_1) = I_{CBO}(25^\circ\text{C}) \cdot e^{K(T_1 - 25^\circ\text{C})} \quad (7)$$

Die Sperrschichttemperatur  $T_1$  entspricht nur bei kleinen Kollektorspannungen der Umgebungstemperatur  $T_a$ , da durch die Verlustleistung  $I_{Cr} \cdot U_{CE}$  eine Kristalltemperaturerhöhung auftritt. Der Temperatureinfluß nach Gleichung (7) ist enorm.

Bild 6: Meßschaltung und  $-I_{Cr}$  als Funktion der Spannung  $U_{BE}$

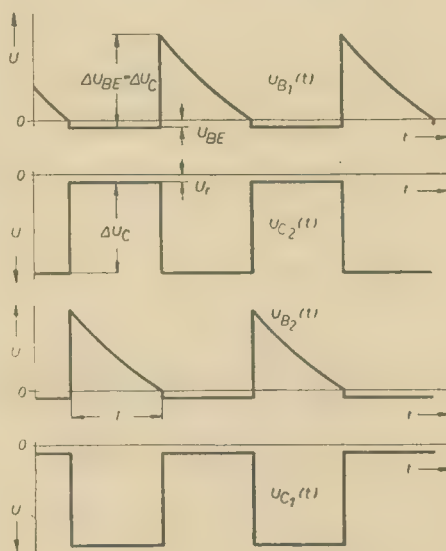
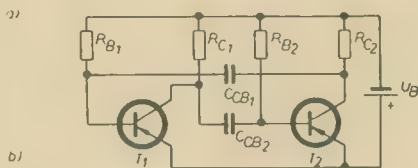
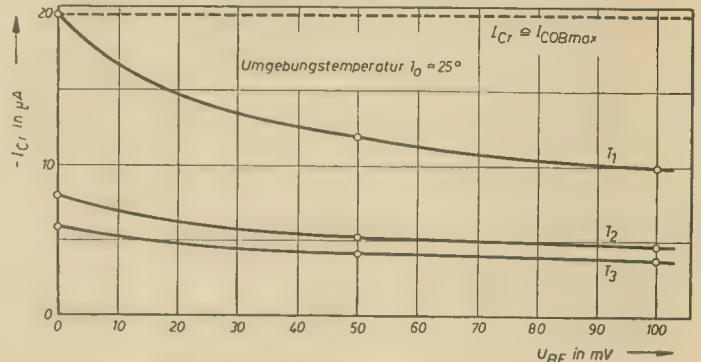
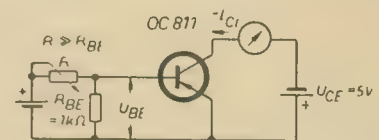


Bild 7: a) Symmetrischer, astabiler Multivibrator, b) schematische Darstellung der Spannungsverläufe

So vergrößert sich der Reststrom bei Temperaturerhöhungen von  $25^\circ\text{C}$  auf  $60^\circ\text{C}$  um den Faktor 12 in Basis- und um den Faktor 40 in Emitterschaltung. Weitere Werte sind dem Diagramm im Bild 3 [3] zu entnehmen.

Die Bilder 4...6 zeigen die Zusammenhänge zwischen Reststrom und Kollektorspannung, Basisspannung bzw. Basiswiderstand. Zur Messung wurden drei Transistoren vom Typ OC 811 aus einer größeren Menge wahllos herausgegriffen. Meßbedingungen, wie Schaltung und Umgebungstemperatur usw., sind in den Diagrammen angegeben.

#### Dimensionierung eines astabilen Multivibrators

Im Bild 7 sind Schaltung und zugehörige Kollektor- bzw. Basisspannungsverläufe für einen astabilen Transistormultivibrator dargestellt. Die Funktion der Schaltung wird als bekannt vorausgesetzt. Freischwingende Multivibratoren dienen zur Erzeugung von Rechteckimpulsfolgen. Dabei wird in der Mehrzahl der Anwendungsfälle eine konstante, von äußeren Einflüssen unabhängige Impulsfolgefrequenz  $f_1$  gefordert. Für die symmetrische Schaltung im Bild 7 gilt

$$f_1 = \frac{1}{2T} \quad (8)$$



Für die Entladedauer  $T$  des RC-Gliedes und damit für die Frequenz  $f_1$  kann man folgende Beziehung herleiten:

$$T = \tau \ln \left( 1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|} \right), \quad (9)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\tau \ln \left( 1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|} \right)}. \quad (10)$$

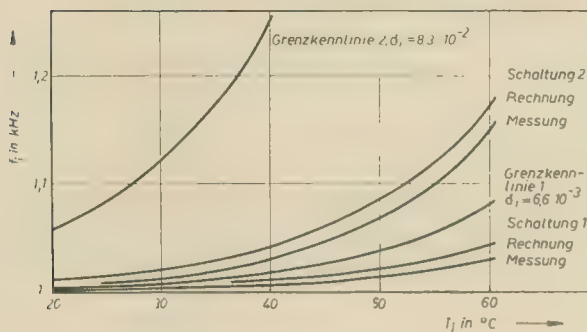
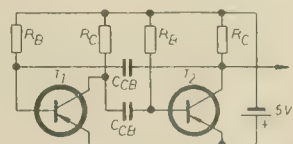
Zur orientierenden Berechnung genügt, wenn die Bedingung  $|U_{CE}| \gg |U_{BE}| + |U_r|$  erfüllt ist, eine aus Gleichung (10) folgende einfache Näherungsbeziehung

$$f_1 = \frac{1}{1,4 \tau}. \quad (11)$$

Im Bild 8 ist eine Ersatzschaltung zur Berechnung von  $\tau$  für den Schaltungszustand Transistor  $T_1$  stromführend, Transistor  $T_2$  gesperrt angegeben.

$$\tau = C_{CB} \cdot R_{ers}, \quad (12)$$

$$R_{ers} = \frac{R_{C_1}(R_{T_1} + R_{isp})}{R_{C_1} + R_{T_1} + R_{isp}} + \frac{R_B(R_{T_2} + R_{C_2})}{R_B + R_{T_2} + R_{C_2}}. \quad (13)$$



Schaltung 1  
 $R_B = 16 \text{ k}\Omega$   
 $R_C = 250 \Omega$   
 $C_{CB} = 0,5 \mu\text{F}$   
 $T_1 = \text{OC 820}$   
 $T_2 = \text{OC 820}$

Schaltung 2  
 $R_B = 16 \text{ k}\Omega$   
 $R_C = 1,25 \text{ k}\Omega$   
 $C_{CB} = 0,05 \mu\text{F}$   
 $T_1 = \text{OC 811}$   
 $T_2 = \text{OC 811}$

Der Ersatzinnenwiderstand des leitenden Transistors  $R_{T_1} = U_r/I_{C_1}$  liegt in der Größenordnung einiger Ohm. Der erste Summand in Gleichung (13) kann deshalb gegen den zweiten vernachlässigt werden.

$$R_{ers} \approx \frac{R_B(R_{T_2} + R_{C_2})}{R_B + R_{T_2} + R_{C_2}}. \quad (14)$$

Von Bedeutung ist der Widerstand  $R_{T_2}$ . Er charakterisiert die Entladung des Basiskondensators  $C_{CB}$  durch den Reststrom des zweiten Transistors.  $R_{T_2}$  ist nicht konstant, sondern bewegt sich während des Entladevorganges bei  $C_{CB}$  im Bereich

$$U_{CB}/I_{CBO} \geq R_{T_2} \geq U_{CE}/I_{CBO}. \quad (15)$$

Die Verwendung von  $I_{CBO}$  im Nenner der Beziehung (15) ist gerechtfertigt, da bei gesperrtem Transistor die Basis positives Potential gegen Emitter führt ( $I_{Cr} \approx I_{CBO}$ ). Man kann nun weiterhin  $R_{C_2}$  in Gleichung (14) vernachlässigen, wenn  $R_B \gg R_{C_2} - R_{T_2}$  liegt in der Größenordnung einiger k $\Omega$  ... M $\Omega$  — so daß schließlich

$$R_{ers} \approx \frac{R_B \cdot R_{T_2}}{R_B + R_{T_2}} \quad (16)$$

gilt.

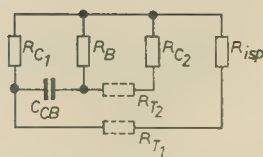


Bild 8: Ersatzschaltbild zur Ermittlung von  $\tau$

$R_{T_2}$  bewirkt eine Verkleinerung von  $\tau$  und damit eine Erhöhung der Impulsfolgefrequenz, die wegen des  $I_{CBO}$ -Einflusses temperaturabhängig ist.

Weitere Rechnungen gestatten eine quantitative Aussage über den Temperatureinfluß. Aus Gleichung (16) folgt:

$$R_{ers} \approx R_B \frac{1}{1 + \frac{R_B}{|U_{CE}|} \cdot |I_{CBO}|}. \quad (17)$$

wenn man für  $R_{T_2}$  aus Sicherheitsgründen den Minimalwert  $R_{T_2} = U_{CE}/I_{CBO}$  aus Gleichung (15) einsetzt. Für  $|U_B| \gg |U_{BE}|$  ist  $|U_{CE}| \approx |U_B| - |U_{BE}|$ . Damit gelten folgende Beziehungen:

Bild 9: Grafische Auswertungen der Gleichungen (23) und (24),  $f_1$  Funktion von der Temperatur  $T_j$

$$f_{10} = \frac{1}{2 \cdot C_{CB} \cdot R_B \cdot \ln \left( 1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|} \right)}. \quad (24)$$

Das Verhältnis des Basisstromes bei stromführendem Transistor zum Reststrom ist hierbei ein Maß für den Temperatureingang der Impulsfolgefrequenz. Zur Bestätigung der Rechnungen sind einige Multivibratoren untersucht worden. Im Bild 9 werden die Ergebnisse für zwei verschiedene Schaltungen gegenübergestellt. In Schaltung 2 arbeiten die bereits erwähnten Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  vom Typ OC 811. Ihre Restströme betragen  $4 \mu\text{A}$  bzw.  $3,5 \mu\text{A}$  (Diagramm Bild 6). Da die Rechnung für beide Transistoren gleiche Restströme voraussetzt, wurde zur Ermittlung von  $\delta_1$  der Mittelwert  $3,75 \mu\text{A}$  verwendet. Die Transistoren OC 820 in Schaltung 1 haben Reststromwerte von etwa  $10 \mu\text{A}$ .

Messung und Rechnung stimmen in Anbetracht der getroffenen Voraussetzungen annehmbar überein. Der Einfluß der temperaturabhängigen Veränderungen von  $R_B$  und  $C_{CB}$  ist im betrachteten Temperaturintervall kleiner als 1%. Die eingezeichnete Grenzkennlinie ist durch Verwendung des Maximalwertes  $I_{C0 \max} = 20 \mu\text{A}$  in Gleichung (23) gegeben. Sie stellt die in der jeweiligen Schaltung größtmögliche Abweichung dar.

Die grafische Auswertung der Gleichungen (23) und (24) in den Diagrammen (Bilder 10 und 11) erleichtert die praktische Anwendung dieser Beziehung.

#### Reststromprobleme an einer Univibrator-schaltung für Frequenzmessungen

Bild 12 zeigt die Schaltung eines Univibrators. Im Ruhestand ist der Transistor  $T_2$  stromführend und der Transistor  $T_1$  gesperrt, da die Basis gegenüber dem Emitter positives Potential führt. Ein negativer Impuls an der Basis des Transistor  $T_1$  bewirkt, daß dieser stromführend

$$I_B = \frac{|U_B| - |U_{BE}|}{R_B} \approx \frac{|U_{CE}|}{R_B}, \quad (18)$$

$$R_{ers} = R_B \frac{1}{1 + \frac{I_{CBO}}{I_B}}, \quad (19)$$

$$\frac{I_{CBO}}{I_B} = \frac{I_{CBO}(T_j)}{I_{CBO}(T_j = 25^\circ\text{C})} \cdot \frac{I_{CBO}(T_j = 25^\circ\text{C})}{I_B} = \frac{I_{CBO}(T_j)}{I_{CBO}(T_j = 25^\circ\text{C})} \cdot \delta_1 \quad (20)$$

$$\frac{I_{CBO}(T_j)}{I_{CBO}(T_j = 25^\circ\text{C})} = \alpha(T_j) \quad (21)$$

(Diagramm Bild 3)

$$R_{ers} = R_B \frac{1}{1 + \delta_1 \cdot \alpha(T_j)}. \quad (22)$$

Definiert man nun noch nach Gleichung (10)  $f_1 = f_{10}$  mit  $\tau = C_{CB} \cdot R_B$  und  $f_1 = f_1(T_j)$  mit  $\tau = C_{CB} \cdot R_{ers}$ , so folgt aus den Gleichungen (10) und (22) die endgültige Form für die Impulsfolgefrequenz des Multivibrators unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit infolge des Reststromeinflusses in bezogener Darstellung:

$$\frac{f_1(T_j)}{f_{10}} = 1 + \delta_1 \cdot \alpha(T_j), \quad (23)$$

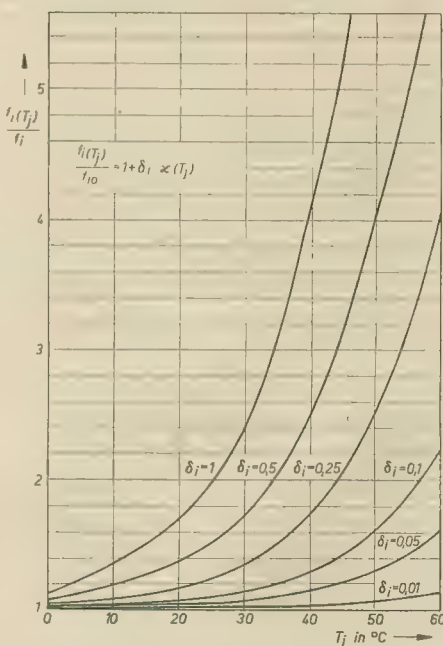


Bild 10: Relative Impulsfolgefrequenz in Abhängigkeit der Temperatur  $T_j$



wird. Am Kollektorwiderstand  $R_{C1}$  entsteht dadurch ein positiver Impuls, der über  $C_{B2}$  den Transistor  $T_2$  sperrt.  $C_{B2}$  entlädt sich über  $R_{B2}$ . Nach der Zeit  $T_0$  stellt sich der Ausgangszustand wieder ein. Eine Folge von Impulsen an der Basis des Transistors  $T_1$  bewirkt an den Kollektoren der Transistoren eine Folge „normierter“, d. h. flächengleicher Impulse. Diese und ähnliche Schaltungen sind Bestandteil von direktanzeigenden Frequenzmessern, Impulsdichtemessern und Drehzahlmeßgeräten. Der Ausschlag des zu  $R_{C1}$  parallelgeschalteten Drehspulinstrumentes ist der an der Basis steuernden Impulsfolgefrequenz proportional. Dabei müssen noch einige impulstechnische Bedingungen erfüllt sein, die hier, da in erster Linie der Reststromeinfluß untersucht werden soll, übergangen werden.

Für die Anzeige  $I_M$  des Instrumentes gilt (Bild 43):

$$I_M = (I_{C1} - I_{CBO}(T_1)) \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_R + R_M} \cdot T_0 \cdot f_1 + I_{CBO}(T_1) \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_R + R_M} \quad (25)$$

Darin bedeuten:

$I_M$  den Strom durch das Meßinstrument,  $T_0$  die Dauer der normierten Impulse,  $f_1$  die Impulsfolgefrequenz,  $R_M$  den Innenwiderstand des Strommessers.

Der Kollektorreststrom bewirkt bei  $f_1 = 0$ , also im stabilen Zustand des Multivibrators, einen von Null verschiedenen Ausschlag des Meßinstrumentes und bei Ausschlag einen frequenzabhängigen Meßfehler. Weiter gilt

$$\frac{P \cdot R_{C1}}{R_{C1} + R_R + R_M} = \frac{I_{M \max}}{I_{C1}} \quad (26)$$

$$\text{mit } P = T_0 \cdot f_{1 \max} \quad (27)$$

$I_{M \max}$  ist der Strom für Vollausschlag des Instrumentes und  $f_{1 \max}$  die Frequenz für Vollausschlag des Instrumentes. Durch Einsetzen der Gleichungen (26) und (27) in Gleichung (25) folgt:

$$\frac{I_M}{I_{M \max}} = \frac{f_1}{f_{1 \max}} + \underbrace{\frac{I_{CBO}(T_1)}{I_{C1}} \left( \frac{1}{P} - \frac{f_1}{f_{1 \max}} \right)}_{\text{Fehleranteil}} \quad (28)$$

Aus Gleichung (28) ist zu ersehen, daß der Anzeigefehler mit steigendem Ausschlag geringer wird. Für seine Größe ist das Verhältnis von Kollektorreststrom zu maximalen Kollektorstrom  $I_{CBO}/I_{C1}$  maßgebend.

$$I_{C1} \geq \frac{I_{CBO}(T_1)}{P \left( \frac{\Delta f_1}{f_1} \right)_{\max}} \quad (29)$$

Gleichung (29) gestattet die Ermittlung von  $I_{C1}$  für einen zulässigen Maximalfehler  $(\Delta f_1/f_1)_{\max}$  der Frequenzanzeige. Beispielsweise ist nach dieser Gleichung für  $I_{CBO \max} = 120 \mu A$  ( $T_1 = 50^\circ C$ ) und  $p = 0,8$  bei einem zulässigen Fehler von  $(\Delta f_1/f_1)_{\max} = 1\%$  ein Kollektormaximalstrom  $I_{C1} = 15 \text{ mA}$  erforderlich. Dieser Wert ist mit einem Transistor OC 845 gut zu verwirklichen. Damit wird garantiert, daß im angeführten Beispiel auch bei

Bild 11: Auswertungen der Gleichung (23)

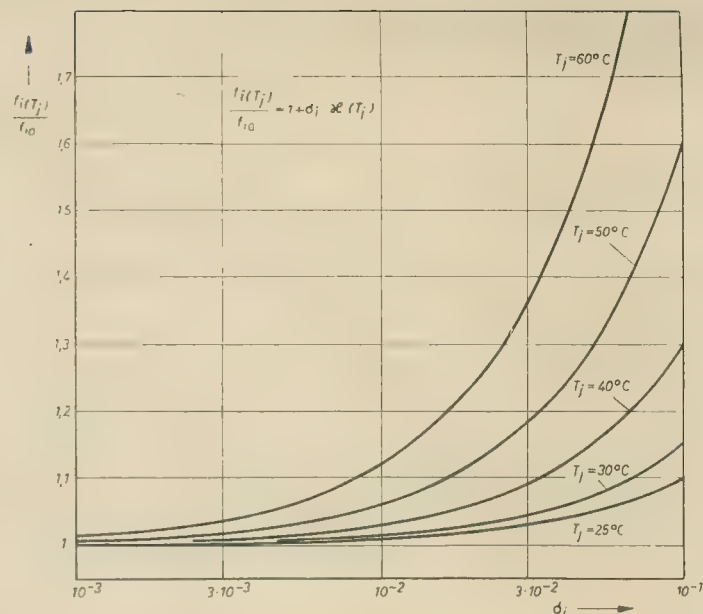
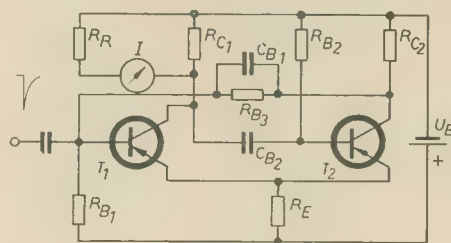


Bild 12: Univibratorschaltung



starken Exemplarstreuungen der Fehleranteil infolge des Reststromeinflusses in der ersten Stufe, bis zu einem Temperaturbereich von  $50^\circ C$ , 1% nicht überschreitet. Für Vollausschlag reduziert sich die Anzeigengenauigkeit auf Werte kleiner 0,2%. Hinzu kommt allerdings, von anderen Fehlerquellen abgesehen, ein Anteil der Ungenauigkeit von  $T_0$ , verursacht durch den Reststrom der zweiten Stufe. Die Berücksichtigung dieses Einflusses erfolgt in prinzipiell gleicher Weise wie im Abschnitt über den astabilen Multivibrator erläutert wurde.

Ähnliche Betrachtungen dienen zur Ermittlung der Stabilitätsbeeinflussung durch den Kollektorreststrom bei bistabilen Multivibratoren, Schmitt-Trigger-Schaltung, usw.

### Zusammenfassung

Bei der Dimensionierung von Transistorimpulsschaltungen ist der Kollektorreststrom besonders zu beachten. Er bestimmt den Arbeitspunkt in „Aus“-Stellung und bewirkt infolge seiner starken Temperaturabhängigkeit

1. eine Inkonzanz der Entlade- bzw. Impulsdauer bei impulserzeugenden oder -regenerierenden Schaltungen,
2. eine Beeinflussung der Stabilität der Schaltung.

Der Reststrom soll möglichst klein sein. Das wird durch

- eine niedrige Kollektorspannung, einen Basiswiderstand  $R_B < 500 \Omega \dots 1 \text{ k}\Omega$  und eine positive Basisvorspannung  $> 100 \text{ mV}$

erreicht. In den beiden letzten Fällen kann man auch bei Emitterschaltung den Reststromkennwert  $I_{CBO}$  der Basischaltung in Rechnung setzen. Das ist sehr wesentlich, besonders wenn man bedenkt, daß  $I_{CBO}$  um den Faktor  $1/\beta$  kleiner als  $I_{CEO}$  ist.

An den Beispielen des astabilen und monostabilen Multivibrators wurden Regeln für eine optimale Dimensionierung bezüglich des Temperaturverhaltens hergeleitet. Dabei blieben rein impulstechnische Gesichtspunkte unberücksichtigt, um den Rahmen der Problemstellung

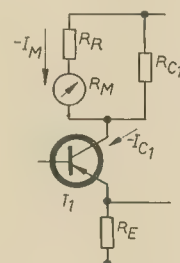


Bild 13: Instrumentenanzeige  $I_M$

nicht zu überschreiten. Die Ausführungen zeigen, daß bei sorgfältiger Dimensionierung der Aufbau von Multivibratorschaltungen mit guter Konstanz der Impulsenkenngrößen auch bei größeren Temperaturunterschieden und Exemplarstreuungen unter Verwendung von Transistoren möglich ist.

### Literatur

- [1] Kurt Kretzer: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik, Bd. IV, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
- [2] Eberhard Spenke: Elektronische Halbleiter, Springer Verlag
- [3] Technische Daten über Halbleiter und Bauelemente, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)



## **eine selbstverständlich unmögliche Geschichte**

Eigentlich war Herr Meier bisher recht zufrieden mit seinem Radiogerät. Als Laie verstand er nicht viel davon, aber immerhin wußte er, sein Radio hatte eine Röhre mehr als das des Nachbarn, und dieser Umstand bestärkte Herrn Meier in seiner Überzeugung, ein sehr gutes Gerät zu besitzen.

In letzter Zeit spielte es trotzdem nur noch recht leise. Herr Meier konnte drehen, an welchem Knopf er wollte. Der Nachbar hatte ihm schon eifertig geraten, das Gerät zur Reparatur zu bringen. Aber diese Handwerker... Herr Meier hatte schon genug gehört von entsetzlich teuren Reparaturen, obwohl doch immer nur ganz geringfügige Fehler vorlagen (wie der Besitzer jedesmal dem Mechaniker ausdrücklich versicherte). Viel konnte ja auch wirklich nicht sein, das Radio spielte ja noch, nur eben sehr leise.

Aber man hat ja so seine Beziehungen...

„Machen wir!“, meinte fröhlich Herr Schulze, von Beruf Autoschlosser. Er hatte sogar schon mal ein Radio ganz allein gebaut. Daß es nicht so ganz richtig ging, lag nur an dem schlechten Material. Herr Schulze machte sich also an die Arbeit.

Wenn ein Radio leise spielt — so hatte Herr Schulze mal gelesen —, ist es verstimmt. Also begann Herr Schulze mit einem Schraubenzieher an den Spulenkernen zu drehen, einmal hier und einmal da, nachdem er zuvor die merkwürdig verbogenen, geschlitzten Außenplatten des Drehkos sorgfältig gerichtet hatte. Leider spielte das Gerät nun noch leiser. Bis Herr Schulze zufällig einen Lötanschluß am Spulensatz berührte. Aha, an Antennenenergie fehlte

es also. Werden wir gleich haben. Einen Draht direkt von der Antennenbuchse auf den bewußten Lötanschluß gelötet, und schon spielte das Gerät, zwar mit kurzgeschlossenem ZF-Sperrkreis, aber immerhin merklich lauter. Gegen eine kleine Aufwandsentschädigung von zehn Mark nahm Herr Meier sein Radio wieder in Empfang.

Sicher, es ging zwar jetzt etwas lauter, aber nicht viel. Außerdem trennte es jetzt schlecht. Aber Karl, der älteste Sohn vom Hauswirt — er ging schon in die Lehre, sogar bei einem Elektroinstallateur — wußte als eifriger Radiobastler sofort Rat. „Trennschärfe? Heutzutage kein Wunder, viel zu viele Sender da! Nehmen Sie einen Sperrkreis, dann haben sie einen Siebenkreiser!“ Schon kaufte Herr Meier einen solchen. Nun hatte er nicht nur eine Röhre, sondern obendrein noch einen Kreis mehr als der Nachbar. Aber der Sperrkreis mußte wohl auch wieder aus schlechtem Material bestehen, denn mit ihm spielte das Gerät nun fast gar nicht mehr. Probeweise steckte Herr Meier einmal die Antenne in eine der anderen Buchsen an der Rückwand, mit denen es — wie er sich unklar entsann — auch irgend eine Bewandnis haben sollte. Und es hatte. Es blitzte und die Skala wurde dunkel. Aber Herr Meier wußte durchaus, was ein Kurzschluß ist. Er öffnete das Gerät, fand bald die Sicherung und entfernte sie. Zwar hatte er keine neue, aber Herr Meier war ein heller Kopf. Als neulich die Plättchnur entzweig, hatte er die defekte Lichtsicherung mit Stanniolpapier umwickelt, wie er das bei seinem Schwager schon mal gesehen hatte. Von dem Stanniolpapier mußte doch noch irgendwo etwas im Hause sein.

Als das Gerät wieder spielte, stöpselte Herr Meier erneut die Antenne probeweise in eine der Buchsen — und es gab eine Menge davon. Es krachte erneut, nur wesentlich kräftiger und mit reichlich übelriechendem Qualm. Als dieser sich etwas gelichtet und Herr Meier seinen Nervenschock überwunden hatte, faßte er sich ein Herz und sah noch einmal nach. Das Stanniolpapier an der Sicherung war unversehrt und eine andere Sicherung konnte er nicht entdecken. Auch sonst war nichts Augenfälliges zu bemerken, wie er erleichtert feststellte.

Schimpfend schaffte er das Gerät nun doch zur Rundfunkreparaturwerkstatt.

„Nur ein kleiner Kurzschluß“, sprach er dort, und „kann ich gleich darauf warten?... dann eben nicht. Wegen so einer Kleinigkeit!“ Und nahm sich vor, wegen des zu erwartenden Preises erst dann von mangelndem Kundendienst zu sprechen, wenn er das Gerät wieder abholen würde. Dann fiel es ihm noch rechtzeitig ein: „Und sehen Sie gleich mal mit nach, es spielte immer so leise. Aber das kann nicht viel sein!“ Herr Meier erhielt das Gerät mit folgender Rechnung zurück:

Defekter Lade-Elko, Elko erneuert	DM 2,50
Ausgangstrafo durchgebrannt, Trafo erneuert	DM 7,50
Drehko-Plattenschluß beseitigt, Gleichlauf wiederhergestellt, Gerät neu abgeglichen, falsche Verbindung entfernt, Spulensatz repariert, zerbrochenen Bandfilterkern ausgebohrt und erneuert.	
Zeitaufwand: 7 Stunden je 3,—DM	DM 21,—
	<hr/>
zusammen	DM 31,—

„Einunddreißig Mark wegen so einer Kleinigkeit!“, stöhnte Herr Meier, „und da soll man noch Vertrauen zum Handwerker haben!“

hajah

## **Kontrolle von Trockenbatterien durch Kurzschlußmessung**

Für die Funktionskontrolle von Trockenbatterien ist allgemein die Spannungsmessung unter Belastung üblich. Wenn dies nicht überschlägig durch Schätzung z. B. nach der Leuchtkraft einer angeschlossenen Prüflampe (wie im Einzelhandel allgemein üblich) geschieht, wird hierzu ein Voltmeter verwendet. Leider wird dabei sehr oft der zusätzliche Anschluß eines Belastungswiderstandes versäumt, besonders vom Verkaufspersonal oder Bastleranfängern. Eine solche Messung der „Leerlauf“-Spannung sagt natürlich über die Leistungsfähigkeit der Batterie — wenn diese nicht schon nahezu restlos erschöpft ist — wenig aus.

Für den Praktiker sei hier auf eine relativ wenig angewandte Methode verwiesen, die einen unmittelbaren Rückschluß auf den Alterungszustand der Batterie (durch normalen Verbrauch oder durch zu lange Lagerung der unbenutzten Batterie) erlaubt. Hierbei wird nicht die Klemmen-(Betriebs-)Spannung der Batterie, sondern deren Kurzschlußstrom (d. i. der bei direktem Kurzschluß über ein hinreichend niederohmiges Instrument zustandekommende Strom) gemessen. Der hierbei auftretende Strom hängt dann nur vom Innenwiderstand der Batterie ab. Dieser aber steigt — je nach Alter und Verbrauchszustand der Batterie — in ziemlich linearem Zusammenhang mit ihrem Kapazitätsverlust an. Bei zu lange gelagerten Batterien kann noch nahezu die Nennspannung (unbelastet!) vorhanden sein, während sie bei geringer Belastung am hohen Innenwiderstand auf einen Bruchteil

der Nennspannung zusammenbricht. Eine solche Batterie ist natürlich unbrauchbar.

Zur Messung wird ein gutes, niederohmiges Ampèremeter benutzt, billige Dreheiseninstrumente können hier u. U. bereits zu hohen Meßwerkwiderstand aufweisen. Günstig sind die bekannten Vielfachmeßinstrumente mit umschaltbarem Bereich (Multizet u. ä.). Je nach Batterietyp wird der passende Strom-Meßbereich eingestellt. Die Messung muß selbstverständlich so kurz wie möglich durchgeführt werden, da ein länger dauernder Kurzschluß die Batterie schädigt bzw. verbraucht. Kurzschlußzeiten von einigen Sekunden vertragen jedoch alle derzeit gehandelten Batterien ohne weiteres. Da diese Zeit zum Ablesen des Stromes ausreicht, ist gegen diese Meßmethode nichts einzuwenden.

Ist der durchschnittliche Kurzschlußstrom für einen Batterietyp bekannt, dann kann aus dessen Verhältnis zum gemessenen Kurzschlußstrom einer Batterie gleichen Typs unmittelbar auf den Kapazitätsverlust und auf ihre noch mögliche Benutzungsdauer geschlossen werden. Damit empfiehlt sich diese Meßmethode insbesondere für die Abschätzung der noch verbleibenden Betriebsstunden bei bereits benutzten, aber noch funktionsfähigen Batterien oder — falls ein gewisser Batterievorrat gehalten wird — zur Auswahl der am meisten gealterten und demzufolge vordringlich zu verbrauchenden Batterien. Den durchschnittlichen „Normal“-Wert des Kurzschlußstromes für einen unbekannten Batterietyp ermittelt man durch Ver-

gleichsmessung an einigen völlig frischen, noch nicht lange gelagerten Batterien (Herstellungswochenaufdruck beachten!).

Für einige der bekanntesten Trockenbatterien und -elemente seien im folgenden die Kurzschlußströme als Durchschnittswerte für völlig frische, fabriktneue Batterien genannt:

Flachbatterie BDT 4,5	4 ... 5 A
Monozelle EJT 1,5 V	
(Belfa Katalog-Nr. 204)	etwa 4 A
1,5-V-Gnom-Zelle	
(Belfa Katalog-Nr. 201)	etwa 2 A
3-V-Stabbatterie	
(Belfa Katalog-Nr. 205)	etwa 3 A
22,5-V-Hörbatterie	
(Belfa Katalog-Nr. 304)	150 ... 200 mA
9-V-Transistorbatterie (für „Sternchen“)	
(Belfa Katalog-Nr. 604)	etwa 300 mA
2-V-Trockenakku ETS	3,5 ... 4 A

Bei längerer Lagerung der Batterie gehen diese Werte z. T. stark zurück. Batterien mit wenigstens 50% des jeweils angegebenen Stromes sind als noch verwendbar anzusehen. Sie erreichen aber nicht mehr die volle Betriebszeit. Am Verhalten der Batterie während der Messung ist auch erkennbar, ob es sich um Alterung oder Abnutzung handelt. Wird der Normalwert des Kurzschlußstromes einer einwandfreien Batterie von Beginn an nicht erreicht, so ist auf Abnutzung (gebrauchte Batterie) zu schließen. Geht der anfangs hohe Strom (u. U. bis nahe zum „Neu“-Wert) in etwa einer Sekunde sofort wieder auf einen geringeren Wert zurück, so ist auf Alterung zu schließen.

jaku



Die absolute Verlustleistung ist ein vom Röhrenhersteller festgelegter Grenzwert, der unter keinen Umständen zu überschreiten ist. Diese Forderung ist verständlich, da von der Verlustleistung unmittelbar die Erwärmung der entsprechenden Röhrenelektrode abhängt. Überschreitet die Elektrodotemperatur den zugelassenen Wert, so sind schwerwiegende Funktionsstörungen zu erwarten (Gasausbrüche, Anoden- bzw. Gitteremission, Glasspannungen u. ä.), die meist zum Totalausfall führen. Der Grenzwertharakter der Verlustleistung fordert für den Normalbetrieb der Röhre einen bestimmten Sicherheitsabstand zum Betriebswert, um auch bei länger andauernden Einschaltvorgängen oder bei Überspannungen eine Überlastung der Röhre zu verhindern. Ein großer Sicherheitsabstand wirkt sich dabei günstig auf die Zuverlässigkeit und Konstanz der Röhre aus. Dem steht die Tatsache entgegen, daß zur vollen Ausnutzung der Röhre in Stufen, von denen eine große Steilheit oder Ausgangsleistung gefordert wird, eine möglichst weitgehende Annäherung an die zugelassene Verlustleistung notwendig ist. Um nun möglichst eindeutige Verhältnisse zu schaffen, legte die Röhrenindustrie einen Sicherheitsabstand und damit eine zweite Definition der Verlustleistung fest (gegenüber der mit  $N_{abs}$  bezeichneten absoluten Verlustleistung trägt diese keine Indizierung). Dieser Wert gibt dem Gerätekonstrukteur die Grenze an, die bei Verwendung von Röhren mit Datenwerten und Bauelementen mit Nennwerten sowie bei Nennspannung nicht überschritten werden darf. Mit dieser Bedingung können beliebige Röhren des gleichen Typs in der Schaltung verwendet werden, und Netzspannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  sind zulässig. Die Toleranzen der Bauelemente müssen das Einhalten der Verlustleistung mit  $10\%$  gewährleisten. Die Angabe der absoluten Verlustleistung erfolgt nur in Sonderfällen. Für die Dimensionierung von Schaltungen ist es notwendig, die tatsächlich auftretende Verlustleistung durch geeignete Meßverfahren zu erfassen oder, in einfacheren Fällen, wenigstens eine obere Grenze anzugeben.

### Grundbegriffe

Für die Gleichungen werden folgende Symbole verwendet:

$\hat{u}, \hat{i}$	Spitzenwerte
$u, i$	Augenblickswerte
$U, I$	Mittelwerte
$U_{eff}, I_{eff}$	Effektivwerte

### Indizierung

- a bezogen auf Anode
- b bezogen auf Batterie
- c bezogen auf Kondensator

Die Mittel- und Effektivwerte lassen sich aus den Augenblickswerten definieren.

$$\text{Mittelwert} \quad I = \frac{1}{T} \int_0^T i \cdot dt \quad (1)$$

$$\text{Effektivwert} \quad I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt} \quad (2)$$

Effektiv-, Spitzen- und Augenblickswerte sind nur durch Angabe des Bezugspunktes eindeutig bestimmt. Man kann z. B. bei der Überlagerung eines Gleichstromes mit einer Sinusschwingung sowohl von der Nulllinie als auch vom Mittelwert als Bezugspunkt ausgehen. Zur eindeutigen Kennzeichnung sollen im folgenden für den Bezugspunkt Null der Index 0, dagegen für den Bezugspunkt Mittelwert keine besondere Bezeichnung gelten.

Aus der Definition der Meßwerte ergeben sich unmittelbar die Meßverfahren:

### Augenblickswerte

Der Augenblickswert ist eine Funktion der Zeit. Zu seiner Messung ist ein System erforderlich, das seinem Wert nahezu trägeheitslos folgt. Da in diesem Zusammenhang nur periodische Größen interessieren, ist ein Oszillograf mit periodischer Zeitablenkung das geeignete Meßmittel. Durch Übereinanderschreiben der periodisch wiederkehrenden Werte erhält man stehende und dadurch auswertbare Bilder.

Spitzen-, Mittel- und Effektivwerte sind bei periodischen Vorgängen im allgemeinen keine Zeitfunktionen. Zu ihrer Anzeige genügt daher ein träges System (Zeigerinstrument), das die Integration über die Zeit vornimmt.

### Spitzenwert

Die Ermittlung des Spitzenwertes ist aus dem Oszillogramm möglich. Genauer und einfacher läßt er sich durch eine sogenannte Spitzengleichrichtung feststellen (Bild 1). Eine Kapazität C wird dabei über eine hochsperrende Gleichrichterröhre auf den Spitzenwert der Meßspannung aufgeladen. Die Messung der Ladespannung muß so erfolgen, daß die während der Sperrzeit abfließende Ladung klein gegenüber der Gesamtladung bleibt. Der Meßfehler ergibt sich aus

$$u_c(t) = \hat{u} \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad (3)$$

Mit  $t \ll R \cdot C$  folgt

$$u_c(t) \approx \hat{u} \left( 1 - \frac{t}{R \cdot C} \right) \quad (4)$$

sowie

$$\frac{\Delta u_c(t)}{\hat{u}} = \frac{t}{R \cdot C} \quad (5)$$

Läßt man einen Meßfehler von  $1\%$  zu, so muß  $R \cdot C \geq 50 T$  sein ( $T$  = Periodendauer). Die Güteklasse des Instruments ist dabei noch nicht berücksichtigt.

### Mittelwert

Aus der Definition ergibt sich, daß der Mittelwert mit einem linear anzeigenden Instrument zu messen ist. Man verwendet Drehspulinstrumente, bei denen der Ausschlag der Meßgröße proportional ist. Die untere Frequenzgrenze ist durch die Trägheit des Systems gegeben und liegt im allgemeinen bei  $20 \text{ Hz}$ .

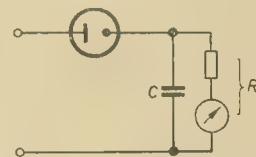


Bild 1: Schaltung zur Spitzengleichrichtung

### Effektivwert

Zur Messung des Effektivwertes ist ein quadratisch anzeigendes Instrument erforderlich. Weicheninstrumente haben mit bestimmten Einschränkungen diese Eigenschaft. Wesentlich frequenzunabhängiger sind Thermoumformer, die vor ein normales Drehspulinstrument geschaltet werden. Sie sind ohne große Fehler bis zu einigen hundert Megahertz verwendbar. Die geringe Überlastbarkeit muß dabei in Kauf genommen werden. Da bei allen Messungen Möglichkeiten und Grenzen des verwendeten Meßverfahrens bekannt sein müssen, ist es zweckmäßig, die Effektivwertbildung kurz zu betrachten.

Das Thermokreuz ist ein Meßwertumformer mit quadratischer Kennlinie. Es wird daher von jeder Eingangsfunktion das Quadrat gebildet und über diesen Verlauf durch das Zeigerinstrument gemittelt. Für eine Funktion  $i \cdot \sin \omega t$  ergibt sich:

$$I_{eff}^2 = I^2 \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t \cdot dt$$

Besteht die Eingangsfunktion aus den Teilfunktionen

$$i = I + \hat{i} \cdot \sin \omega t + \hat{i}_2 \cdot \sin 2 \omega t + \dots + \hat{i}_n \cdot \sin n \omega t, \quad (6)$$

so ergibt sich als Anzeige die Summe der Quadrate der Effektivwertkomponenten:

$$A = k (I^2 + I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2 + \dots + I_{neff}^2) \quad (7)$$

Die bei der Quadrierung entstehenden Zwischenglieder enthalten das Produkt einer Konstanten und einer linearen trigonometrischen Funktion bzw. das Produkt zweier trigonometrischer Funktionen verschiedener Frequenzen. Sie verschwinden daher bei der Integration. Die Skala dieser Instrumente müßte in  $I_{eff}^2$  geeicht sein, da sich nur die Quadrate der einzelnen Komponenten addieren. Zur besseren Auswertbarkeit wird allerdings allgemein die Eichung der Instrumente in  $I_{eff}$  vorgezogen. Für die Zusammensetzung zweier Komponenten gilt dann die Gleichung (7).



## Beispiel

Schaltet man eine Gleichspannung von 100 V mit einer Wechselspannung von 100 V<sub>eff</sub> in Reihe, so ergibt die Effektivwertmessung nicht 200 V<sub>eff</sub>, sondern nur 140 V<sub>eff</sub> nach Gleichung (7).

## Definition der Verlustleistung

Die Leistung, die an einem beliebigen Schaltelement in Verluste (z. B. Wärme) umgesetzt wird, ist allgemein:

$$q(t) = u \cdot i \quad (8)$$

und die sich daraus ergebende mittlere Verlustleistung:

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt. \quad (9)$$

Diese Größe ist von der Zeit unabhängig und somit für die thermische Belastung maßgebend. Die Wärmeträgheit der meisten Systeme (Röhren, Widerstände) ist bei einer Grundfrequenz von  $f > 20$  Hz so groß, daß die Temperatur praktisch konstant ist.

## Reeller Außenwiderstand

Die Röhre wird vom Strom

$$i = I + i \cdot \sin \omega t \quad (10)$$

durchflossen und an ihr liegt die Spannung

$$u = U_b - (I \cdot R_a + i \cdot R_a \cdot \sin \omega t). \quad (11)$$

(Bild 2). Mit den Gleichungen (9), (10) und (11) ergibt sich die mittlere Anodenverlustleistung

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T (U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - I \cdot R_a \cdot i \sin \omega t + U_b \cdot i \cdot \sin \omega t - I \cdot R_a \cdot i \cdot \sin \omega t - R_a \cdot i^2 \cdot \sin^2 \omega t) dt. \quad (12)$$

Da über eine Periode integrierte lineare Kreisfunktionen Null ergeben, folgt aus Gl (12)

$$Q = U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - R_a \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt. \quad (13)$$

oder

$$Q = I (U_b - I \cdot R_a) - I_{\text{eff}}^2 \cdot R_a. \quad (14)$$

Weiterhin ergibt sich mit der mittleren Leistung  $N_m = I (U_b - I \cdot R_a)$  und der Wechselstromleistung  $N_{\sim} = I_{\text{eff}}^2 \cdot R_a$ :

$$Q = N_m - N_{\sim}. \quad (15)$$

Die Verlustleistung einer Röhrenelektrode ist also um die abgegebene Wechselstromleistung kleiner als die mittlere Leistung (Produkt der Mittelwerte von Strom und Spannung). Diese Beziehung ermöglicht die Angabe einer oberen Grenze, wenn die Bestimmung der Verlustleistung auf Schwierigkeiten stößt, eine Mittelwertmessung jedoch möglich ist. Die Verlustleistung vereinfacht sich oft bei kleiner Wechselstromleistung, so daß

$$I_{\text{eff}}^2 \cdot R_a \rightarrow 0 \quad (16)$$

und damit

$$Q = N_m = U \cdot I \quad (17)$$

wird.

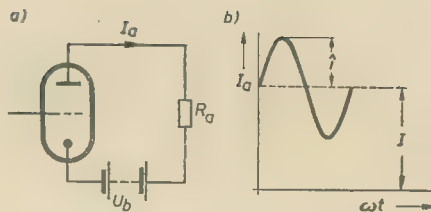


Bild 2: a) Schaltung einer Röhrenstufe  
b) Anodenstromverlauf

Die Verlustleistung ist annähernd gleich der mittleren Leistung und aus den Mittelwerten zu errechnen.

Löst man Gleichung (14) auf und formt sie um, so ergibt sich:

$$Q = U_b \cdot I - R_a (I^2 + I_{\text{eff}}^2) \quad (18)$$

Der Klammerausdruck entspricht dem auf Null bezogenen Effektivstrom und die Verlustleistung ist dann:

$$Q = U_b \cdot I - R_a \cdot I_{\text{eff}}^2. \quad (19)$$

Der Wert  $I_{\text{eff}}^2$  kann unmittelbar mit einem Thermoinstrument in der Anoden- bzw. Schirmgitterleitung ermittelt werden. Zieht man die gesamte am Außenwiderstand auftretende Leistung von der aus der Batterie entnommenen Leistung ab, so ergibt sich die Verlustleistung.

Impulssteuerung der Röhre bei reellem Außenwiderstand

Da jeder Impuls als oberwellenbehaftete Sinusschwingung darstellbar ist, gilt:

$$i = I + i_1 \cdot \sin \omega t + i_2 \cdot \sin 2 \omega t + \dots + i_n \cdot \sin n \omega t \quad (20)$$

und

$$u = U_b - R_a (I + i_1 \cdot \sin \omega t + i_2 \cdot \sin 2 \omega t + \dots + i_n \cdot \sin n \omega t). \quad (21)$$

Damit ist die Verlustleistung

$$Q = U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - R_a \frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt - R_a \frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 \cdot \sin^2 2 \omega t \cdot dt - \dots - R_a \frac{1}{T} \int_0^T i_n^2 \cdot \sin^2 n \omega t \cdot dt. \quad (22)$$

Die nach der Integration entfallenden Glieder sind nicht aufgeführt worden. Zusammenfassend ergibt sich aus Gleichung (22)

$$Q = N_b - I^2 \cdot R_a - R_a \sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{eff}n}^2 = N_m - N_{\sim}. \quad (23)$$

Der Summenausdruck ist wieder mit einem Thermoinstrument meßbar.

Aussteuerung mit Sinusschwingung bei komplexem Außenwiderstand

Die Berechnung unterscheidet sich nicht von der bei reellem Widerstand. Für  $R_a$  ist hier nur  $R + jX$  einzusetzen.

Für die Verlustleistung erhält man dann:

$$Q = N_m - I_{\text{eff}}^2 (R + jX). \quad (24)$$

Da die Verlustleistung eine reine Wirkleistung ist, bleibt der Blindanteil ohne Einfluß. Es gilt daher allgemein:

$$Q = N_m - I_{\text{eff}}^2 \cdot R = N_m - N_{\sim}. \quad (25)$$

$R$  ist die reelle Komponente des komplexen Außenwiderstandes bei der Winkelfrequenz  $\omega$ . Nur bei einer Serienschaltung eines Blind- und Wirkwiderstandes ist  $R$  gleich dem Wirkwiderstand. Bei Parallelschaltung ist auch der Realteil der Ersatzserienschaltung frequenzabhängig.

## Beispiel

Bestimmung der Verlustleistung eines abgeblockten Schirmgitters. Der wirksame Außenwiderstand für die Winkelfrequenz  $\omega$  ergibt sich aus der Parallelschaltung von  $R$  und  $C$  (Bild 3).

$$\mathfrak{R} = R \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C} = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2} - j \frac{\omega \cdot C \cdot R^2}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}. \quad (26)$$

Der Realteil des komplexen Außenwiderstandes ist:

$$R_p = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \quad (27)$$

und damit die Schirmgitterverlustleistung:

$$Q_{g2} = U_{g2} \cdot I_{g2} - I_{\text{eff}}^2 \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}. \quad (28)$$

Es ist ersichtlich, daß die Wechselstromleistung bei Vergrößerung des Kondensators  $C$  oder der Winkelfrequenz schnell abnimmt. Sie ist somit bei entsprechender Dimensionierung vernachlässigbar.

Impulsaussteuerung bei komplexem Außenwiderstand

Als Zusammenfassung der bisherigen Ergebnisse erhält man:

$$Q = N_m - \sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{eff}n}^2 \cdot R_{apn}, \quad (29)$$

wobei

$$R_{apn} = f(\omega)$$

ist.

Die Gleichung läßt bereits die wenig sinnvolle Ermittlung der Verlustleistung über die Messung der Wechselstromleistung erkennen. Da der Außenwiderstand selbst eine Funktion der Frequenz ist, müßten die Komponenten:

$$I_{\text{eff}n}^2 \cdot R_{apn}$$

einzelnen gemessen und addiert werden. Hierfür sind komplizierte selektive Meßverfahren notwendig und daher für den vorliegenden Zweck unbrauchbar. In diesem Falle muß mit Gleichung (8) die Verlustleistung als Produkt der Augenblickswerte ermittelt werden. Aus den oszillografisch erhaltenen Funktionen  $u(t)$  und  $i(t)$  läßt sich  $q(t)$  bilden und daraus durch Planimetrieren die mittlere Verlustleistung bestimmen. Dieses Verfahren unterliegt einer Reihe von Nachteilen. Es sollte nur dort eingesetzt werden, wo die vorher beschriebenen Methoden versagen. Die Genauigkeit ist durch folgende Fehlerquellen nicht sehr groß:

1. Nichtlinearität des Oszillografenverstärkers,



2. Abbildungsfehler der Oszillografenröhre,
3. Übertragungsfehler beim Umzeichnen oder bei der fotografischen Aufnahme,
4. Ungenauigkeit bei der Produktenbildung und beim Planimetrieren.

Die angeführten Punkte lassen erkennen, daß das Verfahren sehr sorgfältig und mit ausgesuchten Meßmitteln durchgeführt werden muß [1, 2].

#### Verlustleistung des Außenwiderstandes

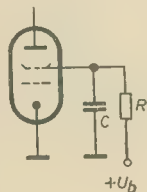
Bisher wurde nur die Verlustleistung der Röhre behandelt. Interessant aber ist ebenfalls eine Energiebetrachtung der gesamten Stufe. Der gesamten Stufe steht maximal die der Batterie entnommene mittlere Leistung

$$N_b = \frac{1}{T} \int_0^T U_b (I + i \cdot \sin \omega t) \cdot dt = U_b \cdot I \quad (30)$$

zur Verfügung. Mit Gleichung (30) erhält man die am Außenwiderstand vorhandene Leistung

$$N_a = N_b - Q = I^2 \cdot R_a + N_{\sim} \quad (31)$$

Bild 3: Röhre mit abgeblocktem Schirmgitter



#### NF-Endstufe

Eine Leistungsstufe muß mit einem reellen Außenwiderstand abgeschlossen sein, um eine Auskopplung der Wirkleistung zu erreichen. Aus Anpassungsgründen ist der Verbraucher im allgemeinen transformatorisch gekoppelt. In der Ersatzschaltung liegt der transformierte Außenwiderstand der Primärwicklung des Übertragers parallel (Bild 4). Da der induktive Widerstand dieser Wicklung bei den interessierenden Frequenzen wesentlich größer als der Wirkwiderstand  $\hat{u}^2 \cdot R$  ist, ist auch der Gesamtwiderstand nahezu reell, und die Wechselstromleistung  $N_{\sim}$  wird in ihm umgesetzt. Schaltet man den Verbraucher (Lautsprecher) an der Sekundärseite ab, dann wirkt der leerlaufende Übertrager wie eine Induktivität und es entsteht, abgesehen von geringen Verlusten, keine nennenswerte Wechselstromleistung. Die Verlustleistung der Röhre steigt um den Betrag der Wechselstromleistung an. Bei sehr stark ausgenutzten Röhren kann daher beim Abschalten des Verbrauchers die Anode zu glühen beginnen.

Zum Schluß sei noch eine Art der Verlustleistungsbestimmung angeführt, die oft an falscher Stelle angewendet wird. Die Leistung an einem reellen Widerstand läßt sich bekanntlich auch aus dem Produkt der Effektivwerte von Strom und Spannung bestimmen. Das gilt aber nur für den Fall, daß Strom und Spannung in Phase sind, und das trifft bei Röhren nicht zu. Obgleich der Innenwiderstand einer Röhre bei Stufenberechnungen als Wirkwiderstand angenommen werden

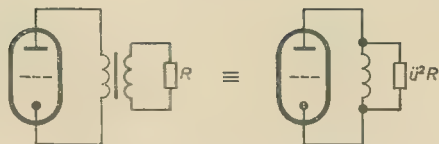


Bild 4: a) NF-Endstufe b) NF-Endstufe mit übersetztem Abschlußwiderstand des Übertragers

kann, bewirkt er doch eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung von 180 Grad (Voraussetzung: Reeller Außenwiderstand). Eine einfache Überlegung beweist die Unbrauchbarkeit des Verfahrens zur Bestimmung der Verlustleistung einer Röhre. Vergleicht man den Ausdruck

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T (I + i \cdot \sin \omega t) [U_b - R_a (I + i \cdot \sin \omega t)] \cdot dt \quad (32)$$

oder

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T (I + i \cdot \sin \omega t) (U_a - \hat{u} \cdot \sin \omega t) \cdot dt \quad (33)$$

für die Verlustleistung mit dem Produkt der Effektivwerte (dieses soll mit  $Q_x$  bezeichnet werden)

$$Q_x = \sqrt{U_a^2 + U_{eff}^2} \cdot \sqrt{I^2 + I_{eff}^2} \quad (34)$$

so ergibt sich Identität nur für den Fall verschwindender Aussteuerung. Die Effektivwertmessung ist dann überflüssig, da  $Q_x = N = U \cdot I$  ist, also gleich der mittleren Leistung (Produkt der Mittelwerte). Ebenso unbrauchbar ist das Verfahren bei komplexen Außenwiderständen, da die Phasenbeziehungen zwischen Strom und Spannung in keiner Weise berücksichtigt werden.

#### Literatur

- [1] Valvo: Technische Informationen 180, S. 357
- [2] E. Hartmann: Bestimmung der Verlustleistung im Fernsehempfänger; Nachrichtentechnik 2 (1959)
- [3] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangstufen-Verstärker; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig

## NEUE STANDARDS

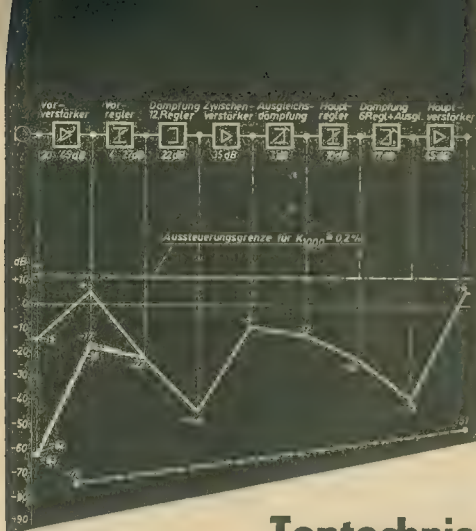
Rechtsverbindlich erklärte Standards verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II, Nr. 31

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	verbindlich ab	Registernummer	Bezugsnachweis
DK 621.314 Transformatoren, Wandler, Stromrichter							Fachbuchversandhaus Leipzig, Leipzig O 5, Täubchenweg 83
TGL	6508	9.59	364	Halbleiter, Halbleiterdioden, Begriffe	1. 10. 60	6508	
TGL	6548	9.59	364	Halbleiter; Transistoren, Begriffe	1. 10. 60	6548	
DK 676.3 Schreib-, Druck-, Zeichenpapier							
TGL	4757	10.59	555	Zeichenpapier	1. 2. 60	4757	
DK 621.35 Batterien, Elemente, Akkumulatoren							
TGL	3355	9.59	365	Nickel-Kadmium-Akkumulatoren; Taschenzellen im Stahlgehäuse über 20 Ah, Kapazitäten und Abmessungen (Ersatz für TGL Ausg. 7. 57)	1. 1. 60	3355	

Rechtsverbindlich erklärte Standards (nach Anordnung 79 über Standards der DDR vom 12 April 1960)

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards		Verbindlich ab	Registernummer	Bezugsnachweis
DK 621.3: 003.62 Symbole, Sinnzeichen								Fachbuchversandhaus Leipzig, Leipzig O 5, Täubchenweg 83
DIN	40 011 Bl. 1	1.58	360	Elektrotechnik; Erdungszeichen, Schutzzeichen, Zeichen		1. 3. 60	8139	
DIN	40 011 Beibl. 1	11.57	360	Elektrotechnik; Erdungszeichen, Schutzzeichen, Urbild für Vergrößerung und Verkleinerung		1. 3. 60	8140	
DIN	40 016 Bl. 1	10.58	360	Massezeichen, Zeichen		1. 3. 60	8141	





WERNER LUFT

## Tontechnische Einrichtungen moderner Rundfunkstudios (3)

In Verbindung mit der Einführung der V-200-Technik und neuer Magnettonanlagen wurde für die neuen Bauvorhaben in der DDR auch ein neuer A-Raumtyp entwickelt (Bild 33). Die Verstärker, Magnettonlaufwerke usw. sind wieder in Einzeltruhen untergebracht, ebenso auch der Regieplatz mit den Bedienungsteilen in der gleichen und neuen Truhenform. Damit sind alle Aufstellungskombinationen gegeben. Als Regler wird der Studioregler W 244 (Kohleschicht) eingesetzt, der kontinuierlich regelt und annähernd das Verhalten eines Kettenleiters in H-Schaltung bei einem Abschluß von  $600 \Omega$  aufweist; die Grunddämpfung beträgt  $2 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$ . Aus dem Schaltbild ist ersichtlich, daß der A-Raumtyp, um allen Betriebsfunktionen gerecht zu werden, eine große Anzahl Trennklinken besitzt. Würde man das alte Trennklinkensystem (Schwarz-System) beibehalten, so wäre die Zahl der Trennklinken noch größer. Mit dem sogenannten Rot/Grün-System, das 1950 erstmalig im Funkhaus Dresden eingeführt wurde, konnte die Anzahl der Klinken bis fast auf die Hälfte beschränkt

werden. Was ist nun der Unterschied zwischen den beiden Klinkensystemen? Beim Schwarz-System liegen zwischen zwei Geräten immer zwei Trennklinken (Bild 30a), während beim Rot/Grün-System nur eine Trennklinke zwischen zwei Geräten liegt (Bild 30b). In dieser ist ein Schütz (Bild 30d) eingebaut, der im normalen Betriebszustand die Verbindung innerhalb der Klinke herstellt, so daß bei Trennklinkenfeldern im Normal-

schwarze Kappen. Beim Rot/Grün-System unterscheidet man zwischen Eingang und Ausgang der Trennklinke. Am Eingang einer Trennklinke liegt der Ausgang eines Gerätes und am Ausgang der Trennklinke der Eingang des nachfolgenden Gerätes. Eine zweite Trennklinke zwischen zwei Geräten ist erforderlich, wenn z. B. der Ausgang des Gerätes 1 als auch der Eingang des Gerätes 2 unabhängig voneinander und gleichzeitig mit



Bild 31: Mikrofonkanäle, a) mit Trennklinken des Schwarz-Systems, b) mit Trennklinken des Rot/Grün-Systems

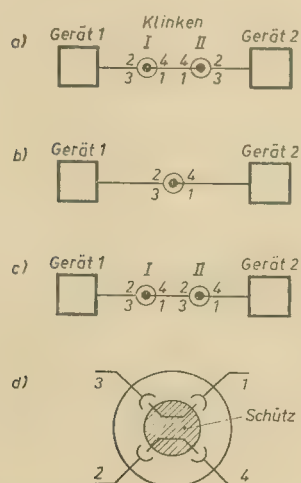


Bild 30: a) Verbindungsweg mit dem Schwarz-Trennklinkensystem, b) starre Verbindung mit dem Rot-Grün-System, c) umschaltbare Verbindung mit dem Rot/Grün-System, d) Trennklinke des Rot/Grün-Systems

fall keine Steckerverbindungen erforderlich sind. Ergeben sich Schaltungsänderungen irgendwelcher Art, so schiebt der Trennklinkenstecker den Schütz zurück. Damit ist die Verbindung innerhalb der Trennklinke aufgehoben und die Verbindungsschnur mit den beiden Klinkensteckern übernimmt die erforderliche Schaltfunktion. Beim Schwarz-System liegen die Aus- und Eingänge immer auf den gleichen Kontakten (2 und 3) der Trennklinke. Die Kontakte 1 und 4 der Klinke I sind mit den gleichen Kontakten der Klinke II verbunden. Die für dieses System verwendeten Klinkenstecker besitzen schwarze Steckerkappen und sind entsprechend beschaltet. Beim Rot/Grün-System liegen der Ausgang des Gerätes 1 und der Eingang des Gerätes 2 nicht auf den gleichen Kontakten von zwei Trennklinken. Für die verschiedenen Möglichkeiten werden Trennklinkenschnüre mit verschiedenen beschalteten Klinkensteckern verwendet. Die Beschaltung des Klinkensteckers kennzeichnet die Farbe der Kappe. Zur Verwendung kommen rote, grüne und

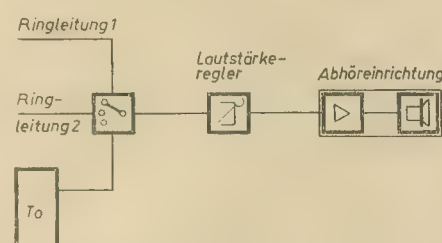


Bild 32: Blockschaftbild eines Cutterraumes

anderen Geräten zu verbinden sind. Die Belegung mehrerer hintereinander geschalteter Trennklinken (Bild 30c) erfolgt im gleichen System. Man benötigt beim Rot/Grün-System einige Klinkenschnüre mehr. Die Gegenüberstellung des Schwarz-Systems und des Rot-Grün-Systems zeigt die Möglichkeiten und die Vereinfachungen, die das Rot/Grün-System bietet (Bild 31). Weitere Anlagentypen im Bearbeitungskomplex sind die Cutterräume (C-Räume). Hiervon gibt es beim Deutschen Demokratischen Rundfunk zwei



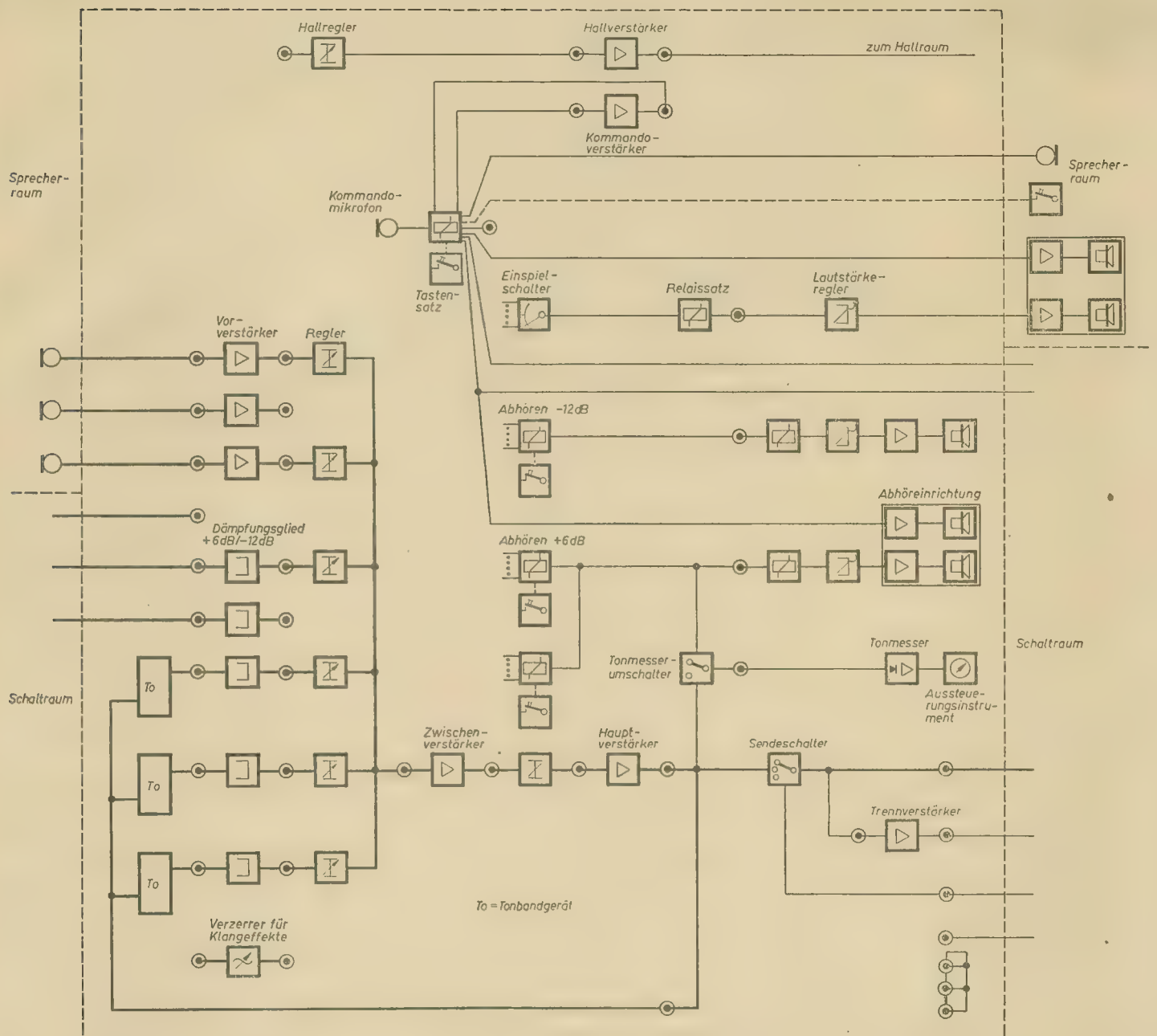


Bild 33 (oben): Blockschaltbild eines mit Geräten der V-200-Technik ausgerüsteten A-Raumes

Bild 34 (links): Blockschaltbild einer Anlage für schnittlose Tonmontage

Bild 35: Anlage für schnittlose Tonmontage

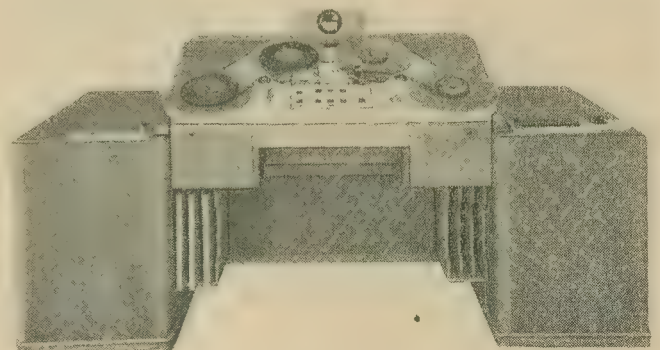
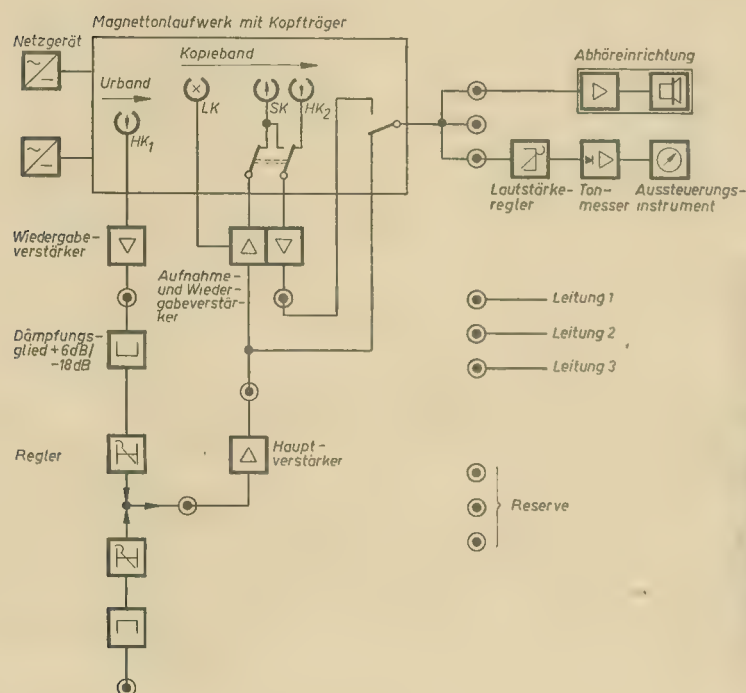




Bild 36: Sprechertisch des Funkhauses Berlin-Oberschöneweide

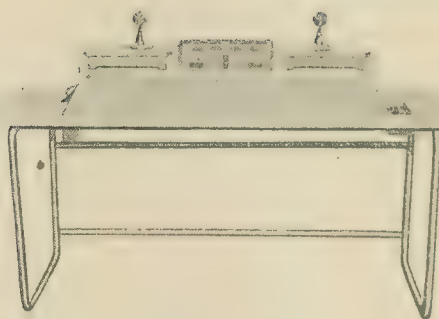


Bild 37: Sowjetischer Sprechertisch

Typen. Der erste Typ ist mit einem Magnettonlaufwerk ausgerüstet, das speziell für das Cuttern entwickelt wurde. Neben den beiden normalen Wickelmotoren besitzt es noch einen dritten Motor zum Aufwickeln des nicht zur Sendung kommenden Bandes und eine spezielle Bedienungstastatur. Das Magnettonlaufwerk ist in einer Truhe eingebaut, die im Mittelteil eine Steigung von 15% zur besseren Bedienung im Sitzen besitzt. Das Prinzip einer solchen Anlage zeigt Bild 32. Der zweite C-Raumtyp wurde in einer Kollektivarbeit von Ingenieuren eines Studios der DDR entwickelt und dient vorzugsweise zum intermittierenden Umschneiden von Wortaufnahmen eines

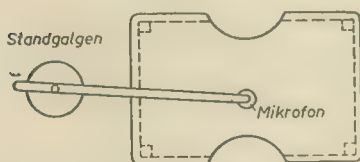


Bild 38: Sprechertisch (USA)

Magnettonurbandes auf ein Kopieband gleicher Breite und Geschwindigkeit. Hierbei werden nur die gewünschten Sätze und Silben überspielt. Bei diesen Montagen sind auch Einblendungen z. B. von einem Mikrofon oder Magnettongerät aus möglich (Bild 34). Es ist richtiger, bei dieser Anlage von schnittloser Tonmontage zu sprechen als von Cuttern. Das Zweibandlaufwerk für schnittlose Tonmontage ist die Zusammenfassung von zwei Magnettonlaufwerken, Laufwerk 1 für das Urband und Laufwerk 2 für das Kopieband. Es sind deshalb zwei Ab- und zwei Aufwickelteller und -Motoren vor-

handen. Die Bänder werden parallel übereinander durch eine gemeinsame vom Tonmotor angetriebene breite Tonrolle an einem gemeinsamen Kopffrager vorbeigezogen. In diesem sind unten in Laufrichtung hintereinander Löschi-, Sprech- und Hörkopf für das Kopieband und oben ein Hörkopf für das Urband angeordnet. Durch einen Tastenschalter in Zusammenarbeit mit einem Relaisanschub erfolgt die Steuerung des Laufwerkes. Das Laufwerk, die erforderlichen Verstärker usw. sind in einer Truhe (Bild 35), die aus

SIEGMAR HENSCHEL

## Bauanleitung für einen Mikrofonverstärker

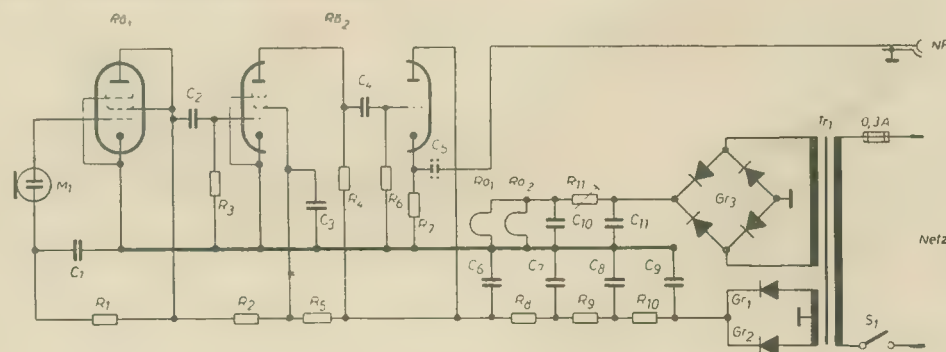
Von einem guten Mikrofon verlangt man einen großen Frequenzbereich und eine ausgezeichnete Empfindlichkeit. Kabellängen bis etwa 20 m sollen sich auf den Frequenzgang nicht störend auswirken. Zur Erreichung des geforderten Frequenzganges wurde ein Kondensatormikrofon verwendet. Der Ausgang des hier beschriebenen Verstärkers (Bild 1) wurde niederohmig gewählt, um Höhenverluste zu vermeiden. Die nötige Empfindlichkeit wurde durch einen zweistufigen Verstärker mit einem Katodenverstärkerausgang erreicht. Der Netzteil ist getrennt aufgebaut. (Im Mustergerät wurden die

einem Mittel- und zwei Seitenteilen besteht, so untergebracht, daß ein bequemes Arbeiten im Sitzen möglich ist. Die Ausrüstungen und die Tischformen in den Sprecherräumen sind in den verschiedenen Ländern teilweise sehr unterschiedlich. Bild 37 zeigt einen Sprechertisch aus der UdSSR, der in Verbindung mit verschiedenen neuen sowjetischen Anlagen entwickelt wurde. Dieser Tisch bietet Platz für zwei Sprecher. Neben zwei Mikrofonen sind noch die erforderlichen Bedienungselemente für die Kommandoanlage und die Signalisierungseinrichtung eingebaut. Das Pult ist schräg und wird durch zwei eingebaute Neonröhren beleuchtet. Bild 36 zeigt einen Sprechertisch, wie er im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide eingesetzt ist. Hierbei sind die Mikrofone nicht fest mit dem Tisch verbunden, sondern sie sitzen auf einer Säule, die auf Schwingmetall lagert, um eine Beeinflussung durch Körperschall zu verhindern. Im Funkhaus Köln wurden die Mikrofone hängend angeordnet. Bild 38 zeigt einen Sprechertisch aus den Vereinigten Staaten von Amerika, bei dem das Mikrofon an einem Standgalgen angebracht ist. Dieser Tisch ist in seiner Form ebenfalls für zwei Sprecher vorgesehen.

Wird fortgesetzt

Spannungen einem nachfolgendem NF-Verstärker entnommen.) Die Heizung erfolgt mit Gleichstrom, der durch eine Gleichrichterschaltung ( $Gr_3$ ) aus einer 12-V-Wicklung erzeugt wird. Der Ladekondensator beträgt  $750 \mu F$ , der Siebwiderstand ist ein  $20\text{-}\Omega$ -Drahtwiderstand mit Schelle, während der Siebkondensator mit  $2250 \mu F$  ( $3 \times 750 \mu F$ ) bemessen wurde. Die Brummspannung am Siebblock beträgt hierbei etwa 180 mV, was einem Brummabstand von etwa 40 dB entspricht. Der Störabstand (Elektronenrauschen, Widerstandsrauschen und dergl.) beträgt etwa  $30 \dots 32 \text{ dB}$ .

Bild 1: Mikrofonverstärker mit Netzteil





Mit dem Regelwiderstand  $R_{11}$  wird die Heizspannung auf 6,3 V eingeregelt. Der der Katode am nächsten liegende Heizungsfitt wird an Masse gelegt, während die positive Heizleitung möglichst weit entfernt von allen anderen Leitungen verlegt wird, um evtl. Brummeinstreuungen zu vermeiden.

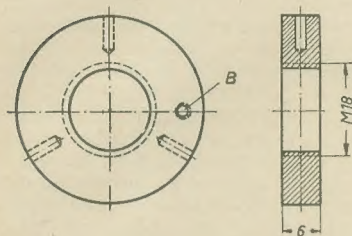


Bild 2: Deckplatte

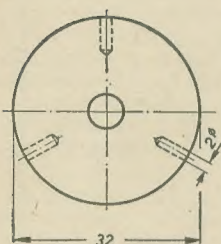


Bild 3: Bodenplatte

Beim Mustergerät wurde die Heizspannung und die Minusspannung — wie aus Bild 1 ersichtlich — über eine gemeinsame Minusleitung dem Mikrofon zugeführt. Dies war durch einen vierpoligen Anschlußstecker und durch das vierpolige Kabel bedingt. Der Spannungsabfall auf der Leitung wurde somit den NF-Signal überlagert. Dadurch war der sehr hohe Siebenaufwand nötig. Bei zwei Mikrofonen gleicher Art mit fünfpoligen Anschlußsteckern und fünfpoligen Kabeln, die in letzter Zeit fertiggestellt wurden, war mit einer wesentlich geringeren Siebung auszukommen (Ladekondensator 500  $\mu$ F, Siebkondensator 500  $\mu$ F). Die Anodenspannung wird durch zwei 20-mA-Selengleichrichter ( $Gr_1$ ,  $Gr_2$ ) gleichgerichtet und danach sorgfältig

gesiebt ( $C_9$ ,  $R_{10}$ ,  $C_8$ ,  $R_9$ ,  $C_7$ ,  $R_8$ ,  $C_6$ ). Sie beträgt etwa 70 V an  $C_8$ , eine weitere Erhöhung bringt keine Vorteile. Es fließt ein Gesamtanodenstrom von etwa 1,8 mA, so daß die Siebwiderstände ( $R_8 \dots R_{10}$ ) nicht höher als 0,5 W belastbar zu sein brauchen.

Die als Triode geschaltete EF 86 ( $Rö_1$ ) arbeitet in Elektrometerschaltung, d. h. ohne Gitterableitwiderstand. Diese Schaltung wurde gewählt, da Hochohmwiderstände kritisch in bezug auf Rauschen sind. Die Röhre EF 86 sitzt in einer Keramikfassung, bei der die eine Hälfte der Befestigungslasche abgeschliffen wurde. An dem Gitterkontakt wurde ein Stück federharter Messingdraht angelötet, der ohne jeden Stützpunkt zur Mikrofonkapsel geführt wird. Auf gute Isolation ist zu achten, da geringe Übergangswiderstände zu Rauschen oder Krachen führen können. Die Neumannkapsel M 18 erhält eine Vorspannung von etwa 30 V, die von der Anode der  $Rö_1$  abgenommen und durch  $R_1/C_1$  gesiebt wird. In das Loch B (Bild 2) wird eine 3-mm-Messingschraube eingedreht, die gegen die Kapsel drückt. Sie vermeidet ein Verdrehen und dient gleichzeitig zur Zuleitung der Kapselvorspannung. Es ist darauf zu achten, daß die Kapsel keine Verbindung mit der Minusleitung erhält.

Der Außenwiderstand  $R_2$  ist mit dem Schirmgitter des Pentodenteils der EC(F) 82 verbunden, wo durch  $R_5/C_3$  eine nochmalige Siebung eintritt. Die NF gelangt über  $C_2$  an das Steuergitter der E(C)F 82, deren Gittervorspannung durch Anlaufstrom an  $R_3$  entsteht. Der Außenwiderstand  $R_4$  liegt mit  $R_5$  und der Anode der EC(F) 82 am Plus. Von der Anode der E(C)F 82 wird die NF über  $C_4$  nach dem Steuergitter des Triodensystems geleitet. Das Triodensystem trägt nicht zur Verstärkung bei, da es in Anodenbasisschaltung (Katodenverstärker) arbeitet. Der Gitterableitwiderstand  $R_6$  wurde mit 2 M $\Omega$  sehr hoch bemessen, um die untere Grenzfrequenz möglichst niedrig zu legen. Der Ausgang an  $R_{11}$  ist so niederohmig, daß die Leitung nicht stör anfällig ist und eine Kapazität des Kabels bis zu 2 nF die

obere Grenzfrequenz nicht herabsetzt. Ist die Kabelkapazität größer, so kann durch Verkleinern von  $R_{11}$  die obere Grenzfrequenz in gewissen Grenzen geändert werden. Der Kondensator  $C_5$  kann entfallen, wenn gewährleistet ist, daß die NF-Leitung nicht kurzgeschlossen wird.

Bei dem gedrängten Aufbau ist es nicht möglich, ein Chassis anzufertigen. Um eine sichere Montage zu erreichen, wurde ein Gewindestab von 160 mm Länge und 3 mm Durchmesser benutzt, der die Minusleitung und den Haltestab darstellt. An den Enden sind Pertinaxscheiben angebracht, wodurch die Halterung im Rohr gewährleistet wird. Die Deckplatte (Bild 2) besteht aus 6 mm Pertinax. Sie dient zur Isolation der Kapsel vom Gehäuse. Der Boden (Bild 3) wurde ebenfalls aus 6 mm starkem Pertinax gefertigt, er erhält in der Mitte ein 5 mm starkes Loch, durch das die Zuführungsleitungen geführt werden. Als Abschirmung wurde ein Messingrohr von 160 mm Länge und 32 mm Innendurchmesser verwendet, das 3 mm von oben und unten je 3 Bohrungen zum Befestigen der Pertinaxscheiben besitzt.

Zwischen  $Rö_1$  und  $Rö_2$  ist eine Kupferscheibe angebracht, um unerwünschte Rückkopplungen zu vermeiden.

Die Ausführungsform des Gehäuses kann nach beliebigen Abmessungen verändert werden. Sämtliche verwendeten Widerstände und Kondensatoren sind Miniaturausführungen und sind im Fachhandel erhältlich.

Das Mikrofon ist als Handmikrofon ausgeführt, es läßt sich jedoch mit einigen Griffen an einen Ständer anbauen. Es arbeitet seit einiger Zeit zur vollsten Zufriedenheit an einem Heimmagnettongerät.

#### Stückliste

$Rö_1$	EF 86
$Rö_2$	ECF 82
$Tr_1$	P: 110 V, 220 V S: $2 \times 250$ V 20 mA; 12 V 0,7 A
$Gr_1$	Selengleichrichter 20 mA/250 V
$Gr_2$	Selengleichrichter 20 mA/250 V
$Gr_3$	Selengleichrichter in Graetzschaltung 0,7 A/12 V
$M_1$	Kondensatormikrofonkapsel Neumann M 18
$R_1$	15 M $\Omega$ Schichtwiderstand 0,5 W
$R_2$	250 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,25 W
$R_3$	6,5 M $\Omega$ Schichtwiderstand 0,25 W
$R_4$	150 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,25 W
$R_5$	0,9 M $\Omega$ Schichtwiderstand 0,25 W
$R_6$	2,0 M $\Omega$ Schichtwiderstand 0,1 W
$R_7$	0,5 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,25 W
$R_8$	50 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,5 W
$R_9$	20 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,5 W
$R_{10}$	20 k $\Omega$ Schichtwiderstand 0,5 W
$R_{11}$	20 $\Omega$ Drahtwiderstand mit Schelle
$C_1$	4 $\mu$ F 70/80 V
$C_2$	5 nF Epsilon
$C_3$	4 $\mu$ F 70/80 V
$C_4$	20 nF Epsilon
$C_5$	100 $\mu$ F 6/8 V
$C_6$	$2 \times 8$ $\mu$ F 350/385 V
$C_7$	$2 \times 16$ $\mu$ F 350/385 V
$C_{10}$	2250 $\mu$ F 6/8 V ( $3 \times 750$ $\mu$ F)
$C_{11}$	750 $\mu$ F 12/15 V

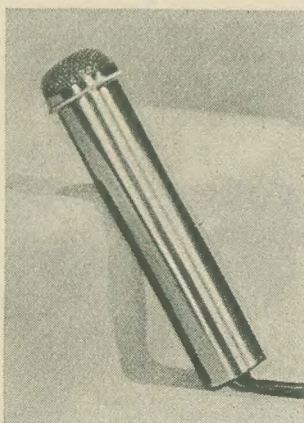
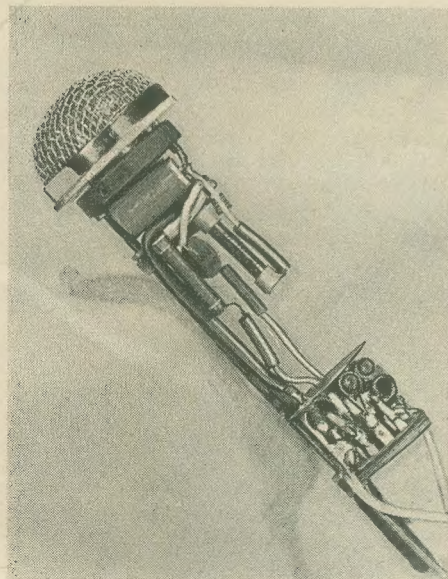


Bild 5: Mikrofonkapsel mit Verstärker (geschlossen)

Bild 4: Mikrofonkapsel mit Verstärker (geöffnet)





W. A. Jarkow

**Unterwasserfernsehanlage PTU-5**

Technika kino i televidenija 1 (1960) S. 44 ... 48

Bei Geräten für Fernsehaufnahmen unter Wasser, wie sie zur Vorbereitung und Unterstützung von Unterwasserarbeiten, für biologische und andere Studienzwecke gebraucht werden, sind im Unterschied zu den sonst üblichen industriellen Fernsehgeräten eine Reihe besonderer Bedingungen zu berücksichtigen, die über die Forderung des wasserdichten Gehäuses hinausgehen.

Von entscheidender Bedeutung für die Brauchbarkeit der Anlage überhaupt ist zunächst einmal die erzielbare Sichtweite, der durch das wesentlich stärker als Luft streuende Wasser natürliche Grenzen gesetzt sind. Sie beträgt je nach verwendeter Aufnahmeröhre 20 ... 70% der Durchsichtigkeit des Wassers, die, ermittelt nach der Erkennbarkeit einer weißen Scheibe, zwischen einigen cm und max. etwa 15 m (in Meeren) schwankt. Im vorliegenden Fall wurde die Kamera mit einem Superorthikon LI-17 bestückt und hat damit eine Sichtweite von 50 ... 70% der Durchsichtigkeit.

Auch für die Aufnahmeoptik ergeben sich andere Verhältnisse als in Luft, bedingt durch Streuung und Brechungszahl des Wassers. Korrekturlinsen in Verbindung mit einem Standardobjektiv („Mir 1“) ergeben einen Bildwinkel von 60° im Wasser, der rein elektronisch auch auf 30° verkleinert werden kann, ohne daß hierbei eine Nachstellung der Scharfe erforderlich wird. Optische Scharfeinstellung und Blendeneinstellung erfolgen ferngesteuert durch zwei Servomotoren. Das Superorthikon gestattet, mit einer Beleuchtungsstärke von 0,2 bis 10 lx auf der Fotokathode bei hellem Tageslicht ohne zusätzliche Lichtquellen zu arbeiten, bei trübem Wetter und nachts dienen zwei Scheinwerfer zur Beleuchtung. Die maximale Tauchtiefe beträgt 100 m.

Die Forderung nach kleinen Abmessungen, geringem Gewicht und hoher Betriebssicherheit der Kamera legt nahe, möglichst viele der in einer Kamera normalerweise enthaltenen Bauteile aus dieser herauszunehmen und in anderen, der Bedienung zugänglichen Teilen der Anlage unterzubringen. In erster Linie kommen hierfür die Kippteile in Frage. Die Kippströme müssen dann der Kamera über das hier bis zu 350 m lange Kamerakabel zugeführt werden, was beim Bildkipp keine Schwierigkeiten bereitet, jedoch müßte für die unverzerrte Übertragung eines Zeilenablenksägezahns ein breitbandiger Weg (niederohmiges Kabel mit Anpassungsübertragern) zur Verfügung stehen. Um dies zu vermeiden, erfolgt die Zeilenablenkung mit einem Sinusstrom, der der Kamera über die Beipackadern des 51-Ω-Koaxialkabels zugeführt wird

und gleichzeitig zur allgemeinen Stromversorgung der Kamera dient, wodurch auch noch der Netztransformator in Fortfall kommt. Allerdings entstehen im Bildsignal infolge der über die Zeilenlänge nicht konstanten Ablenkgeschwindigkeit gewisse Verzerrungen, deren Beseitigung einen zusätzlichen Aufwand im Videoverstärkerteil erforderlich macht.

In konstruktiver Hinsicht besteht die Anlage, deren Gesamtgewicht (ohne Kabel) 75 kp beträgt, aus der Kamera in Unterwassergehäuse mit Traggriff und zwei schwenkbar angebrachten Scheinwerfern (Gewicht im Wasser 0 ... 1 kp, Gehäusedurchmesser 222 mm, Länge 745 mm), dem Steuer- und Verstärkerteil, Sichtgerät mit 35-cm-Bildröhre, Netzgerät mit Ablenkteilen und Taktgeber sowie einem Stromversorgungsgerät für die Scheinwerfer. Die genannten Teile der Empfangsseite stellen jeweils selbständige konstruktive Einheiten in Gehäusen mit Koffertraggriffen dar.

Im Unterschied zum Vorläufertyp PTU-3 weist die neue Anlage bei nicht schlechterem Auflösungsvermögen (625 Zeilen, 25 Bildwechsel/s), Sichtweite und Empfindlichkeit kleinere Abmessungen, Gewicht und Leistungsverbrauch auf (max. 500 W).

Eine Anwendung von Transistoren ist aus der Beschreibung nicht zu erkennen. *Holland*

**Stereoaufnahme-Studio**

Telefunken ELA-Tip 14 (1959) S. 227 ... 231

Der Artikel befaßt sich speziell mit den Fragen der Anlagentechnik für stereofonische Schallaufnahme und erläutert eine solche Anlage anhand eines stark vereinfachten Prinzipschaltplanes.

Als wesentliches Merkmal der Regieanlage wird der Richtungsmischer herausgestellt, der es ermöglicht, den gesamten Mischvorgang in die eigentliche „Tonmischung“ und in eine „Richtungsmischung“ aufzuspalten. Man erhält dadurch Regieeinrichtungen, die hinsichtlich Zahl und Anordnung der Regelgeräte durchaus dem entsprechen, was bei der einkanaligen Technik üblich ist.

Das Mischpult ist für vier Stereomikrofonkanäle bzw. für acht einkanalige Eingänge ausgelegt. Von einem modernen Stereomischpult ist heute zu fordern, daß damit kompatible Aufnahmen hergestellt werden können, d. h. Aufnahmen, die sowohl stereofonisch als auch monaural ausgewertet werden können. Das Mischpult wurde daher für Aufnahmen in der MS- oder XY-Technik mit allen ihren Varianten ausgelegt.

Bei der Festlegung des Pegeldiagramms ist zu berücksichtigen, daß möglichst viele Punkte der Verstärkerzüge auf einen Pegel von +6 dB liegen. Dadurch hat man die Möglichkeit, beliebig Entzerrer und Stereowandler einzuschalten oder Hallanteil auszukoppeln.

Die Eingangsschaltung umfaßt acht Verstärker und vier Stereoeinrichtungsmischer mit zugehöri-

gen Verstärker zum Pegelausgleich. Die Mischanordnung besteht aus acht paarweise zusammengefaßten Flachbahnreglern und zwei Knotenpunktverstärkern. Jeder Kanal hat demnach je einen Regler für das Tonsignal M und das Richtungs-signal S. Die Regler müssen dabei paarweise mechanisch gekoppelt werden.

Alle Tonkanäle einerseits und alle Richtungs-kanäle andererseits werden in je einen Knotenpunktverstärker zusammengefaßt, an deren Ausgängen das Summentonsignal M bzw. das Summenrichtungssignal S entstehen. Der Stereosummenkanal umfaßt zwei Regler, zwei Verstärker zum Pegelausgleich, einen Stereoomsetzer zur Summen- und Differenzbildung und zwei Trennverstärker. Der Stereoomsetzer besteht aus zwei Differentialübertragern, bei denen die Sekundärwicklungen in geeigneter Weise zusammengeschaltet sind. Er erzeugt, wenn an den beiden Eingängen die Signale M und S liegen, an den Ausgängen die Signale M+S oder X und M-S oder Y. Es ist üblich, diese Signale auf Tonband aufzuzeichnen.

Besonderer Wert wurde auf die Hallauskoppelung gelegt. Grundsätzlich darf zur Verhallung nur der Tonkanal M herangezogen werden. Im Hallraum werden aus dem eingespeisten Tonsignal M wieder ein Ton- und ein Richtungs-signal gebildet. Die beiden Hallraummikrofone sind dazu an Stellen möglichst unterschiedlicher statistischer Verteilung des Schalles aufzustellen.

Bei Regieeinrichtungen für stereofonische Schallaufnahmen kommt der Phasendrehung in den einzelnen Geräten und dem Übersprechen zwischen den Kanälen eine ausschlaggebende Bedeutung zu. Bei Verkabelung der Anlage muß daher peinlich darauf geachtet werden, daß durch Verpolung der a- und b-Ader keine Phasendrehung verursacht wird. *Luft*

**Fachbücher****QTH-Kennerkarte für Funkamateure**

Maßstab 1 : 1500 000

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1959

Einzelverkaufspreis 3,50 DM

Die QTH-Kennerkarte stellt ein neues topographisches Hilfsmittel für den Amateurfunk dar. Sie will mit Hilfe eines besonderen Planquadrat-systems den Funkamateuren Mitteleuropas ermöglichen, sich bei dem drahtlosen Nachrichtenaustausch schnell und ohne zeitraubende Nachfragen gegenseitig den Standort ihrer Funkstellen bekanntzugeben. Die Kennerkarte hat einen ähnlichen Maßstab, wie er in der internationalen Flugfunknavigation üblich ist und umfaßt das Gebiet zwischen 2° und 22° Ost (Länge) bzw. 46° und 55° Nord (Breite). Zur Standortbestimmung genügen wenige Buchstaben und Zahlen. Im Höchsfalle sind hierbei über Funk sechs Zeichen zu übermitteln. Die Ortspositionen sind durch folgende Kennzeichnungen festgelegt:

1. Das Groß-Quadrat (2 Kennbuchstaben)
2. Die Breite des Klein-Quadrates (1 oder 2 Kennzahlen)
3. Die Höhe des Klein-Quadrates (1 Kennbuchstabe)
4. Die Schlüssellage im Klein-Quadrat (1 Kennbuchstabe. Dieser entfällt, wenn sich der Standort in der Mitte des Klein-Quadrates befindet.)

Die QTH-Kennerkarte enthält für den Amateurfunk auf Grund des verwendeten Maßstabes (10 cm = 150 km) verhältnismäßig wenig fixierte Ortsangaben. Den Funkamateuren ist es daher nicht ohne weiteres möglich, anhand der Karte bestimmte wissenswerte geografische

Aus

**Nachrichtentechnik**

Technisch-wissenschaftliche  
Zeitschrift für  
Elektronik · Elektroakustik ·  
Hochfrequenz-  
und Fernmeldetechnik

Heft 6 (1960)

■ Über die Bedeutung der Momente für Zeit- und Frequenzfunktionen

■ Aufbau eines Magnetfeldmeßgerätes nach dem Oberflächenverfahren

■ Verlust und Gefahrzeit vollkommener Bündel in der Fernsprechvermittlungstechnik

■ Über einen Übergangsprozeß in gittermodulierten Leistungsgeneratoren

■ Verzerrungsuntersuchungen am Niederfrequenz-Flächentransistor, Teil III



Einzel- und Besonderheiten der Standorte zu erkennen. Zur standortlichen Nahauflösung muß dann stets noch ein entsprechender Atlas mit zu Rate gezogen werden.

Die vorliegende Spezialkarte wird im modernen Amateurfunkverkehr ein wichtiges funkbetriebliches Hilfsmittel darstellen können. Die Voraussetzung hierfür ist jedoch, daß die QTH-Kennerkarte bei den Funkamateuren Mitteleuropas künftig auch als Arbeitsunterlage tatsächlich vorliegt und benutzt wird. Eine entsprechende Popularisierung ist daher zur erfolgreichen weiträumigen Nutzanwendung der Karte von vornherein unumgänglich. *Baier*

Walter Stanner

## Leitfaden der Funkortung

4. Auflage

Deutsche RADAR-Verlagsgesellschaft m. b. H., Garmisch-Partenkirchen

160 Seiten, 74 Bilder, gebunden 32,— DM

In der Lehrbücherei der Funkortung sind bisher fünf Werke erschienen, von denen jedes ein Teilgebiet der elektrischen Ortung umfaßt und als grundlegende Einführung in das jeweilige Gebiet gedacht ist. Als Band 1 liegt der „Leitfaden der Funkortung“ von Dipl.-Phys. W. Stanner nunmehr in seiner vierten Auflage vor. Wenn in einer Zeit von fünf Jahren vier Auflagen eines Buches folgen, dann spricht das schon allein für sich. Die leichte Lesbarkeit des Werkes und die umfassende Beschreibung aller bekannten Verfahren in einer vom Verfasser vorgeschlagenen Systematik, der „morphologischen Gliederung“ sind gleichfalls Faktoren, die eine weite Verbreitung des Buches empfehlen.

Auf Grund der strengen Geheimhaltung des Gebietes der Radartechnik in Deutschland bis 1945 und der erst wieder etwa 1953 einsetzenden Eigenentwicklung derartiger Geräte und Verfahren ist die deutsche Literatur sehr spärlich (etwa fünf Fachbücher deutscher Autoren). Das Buch von Stanner ist als einführende Lektüre in das Gesamtgebiet der Ortungstechnik allen interessierten Kreisen zu empfehlen.

Stanner beginnt sein Buch mit einer Zeittafel der Funkortung, die sehr deutlich zeigt, daß von der ersten Idee (Patent Hülsmeier 1904) bis zum

durchkonstruierten Gerät nur eine Zeit von 50 Jahren vergangen ist.

Das Kapitel 1 ist der „morphologischen Gliederung“ gewidmet. Mit Hilfe des Laufwegdreiecks und einer Schautafel (morphologischer Kasten) wird jedes bekannte Verfahren an seinen Platz eingeordnet. Mit Hilfe dieser Gliederung wird als didaktischer Erfolg eine Reduktion der vielen veröffentlichten Systeme auf wenige physikalische Grundverfahren erzielt.

Im Kapitel 2 unterzieht der Verfasser die klassischen Boden- und Bordpeiler einer näheren Untersuchung. Adcock-, Kreuzrahmen-, Drehrahmen- und automatische Peiler werden dargestellt.

Der nächste große Komplex der Richt- und Drehfunkfeuer wird im Kapitel 3 betrachtet. Hierzu gehören das ILS-Verfahren, die Consol-Funkfeuer, die VOR-UKW-Drehfunkfeuer und das TACAN-Navigationsverfahren.

Für größere Entfernungen verwendet man Hyperbelketten, z. B. Loranketten, Raydist-Anlagen oder Decca-Anlagen. Diese Verfahren und Anlagen werden im Kapitel 4 beschrieben.

Kapitel 5 bringt die aktive Rückstrahlortung, also die Verfahren, die mit Antwortbaken oder Abfragesendern arbeiten. Hier werden die Ohoe-Anlagen, die Shoran-Anlagen und die DME-Anlagen beschrieben. Im Kapitel 6 werden zum Schluß die Radarverfahren dargestellt.

Als Beispiele findet man sowohl ältere deutsche als auch moderne internationale Anlagen. Von besonderer Wichtigkeit ist ein kurzer Abschnitt mit dem Titel „Antiradar“. Hier werden kurz aktive und passive Verfahren der Radarstörung beschrieben.

Bei der Beschreibung der Rundsudradargeräte wird das MTI-Verfahren, die Ausblendung von Festzeichen, eingehend betrachtet.

Das Buch wird von einer tabellarischen Zusammenstellung neuerer Radargeräte, einem Anhang über Fernübertragung von Radarbildern und einem Literaturverzeichnis von 54 Stellen abgeschlossen.

Leider enthält das Buch kein Sachwortverzeichnis, so daß ein Finden von interessierenden Daten schwierig ist. Auch die Numerierung der Bilder ist unübersichtlich.

Es ist einleuchtend, daß bei dem geringen Umfang von 160 Seiten die Probleme nur angedeutet und nicht völlig dargestellt werden können. Trotzdem ist die Tiefe der Behandlung bei ver-

schiedenen Verfahren unterschiedlich, das Tacan-Verfahren wird z. B. zweimal recht ausführlich dargestellt.

Gemessen an den Buchpreisen in der DDR erscheint der Preis des Werkes recht hoch. Für eine Einarbeitung in das Gebiet kann das Werk den Technikern und Ingenieuren an den Fachschulen, in der Industrie und im Rahmen der Streitkräfte empfohlen werden. *Fischer*

**Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingenträger zu beziehen.**

Dr. A. Renardy

## Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalführung

Radio-Praktiker-Bücherei Nr. 37/38

3. u. 4. Auflage

Franzis-Verlag, München, 1960

brochiert 3,20 DM

Bei der Instandsetzung von Rundfunkgeräten haben sich Signalverfolgung und besonders Signalführung als beste Methoden zur Eingrenzung und Ermittlung aufgetretener Fehler durchgesetzt. Neben den mit Röhren ausgestatteten Signalverfolgern und HF- sowie NF-Generatoren gewinnen derartige, mit Transistoren bestückte Geräte immer mehr an Bedeutung, weil sie wegen der geringen Abmessungen der Transistoren, der zu diesen entwickelten kleinen Bauelemente und der infolge der niedrigen Betriebsspannungen handlichen Batterien sehr klein und leicht aufgebaut werden können. Diese Entwicklung hat der bekannte Verfasser in der neuen Auflage berücksichtigt. Jedem Rundfunkinstandsetzer wird das Buch bei seiner Arbeit von Nutzen sein. *Sutaner*

**Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingenträger zu beziehen.**

## Neuerscheinung

Geyger, William, *Magnetverstärkerschaltungen*. Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen. Übersetzung aus dem Amerikanischen. 376 Seiten, 183 Bilder, 64,— DM. Gemeinschaftsaufgabe zwischen VEB Verlag Technik, Berlin, und Verlag Berliner Union, Stuttgart.

**Einige Fernseh-Großruhengehäuse „Cabinet“,** vorgesehen für Fernsehen, Rundfunk, Plattenspieler, Tonband, hat aus Überplanproduktion abzugeben

**Luckenwalder Tonmöbelfabrik Paul Tischer Erben KG**  
Luckenwalde, Grabenstraße 5a/b, Ruf: 2644

## Transistorsuper-Selbstbau

alle Original-Einzelteile von Versuchsgert (s. Seite 271 in radio und fernsehen Heft 9) verkauft

**Jakubasehk, Görlitz,**  
Jakobstraße 32a

## Junge Fachverkäuferin

(Rundfunk-Technik-Fernsehen) in ungek. Stellung wünscht sich zu verändern. Angebote unter T 5163, DEWAG-Werbung, Berlin C 2

## Junger Rundfunkmechaniker

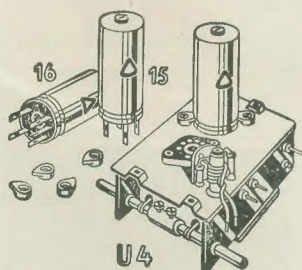
sucht abwechslungsreiche Stellung. Angebote unter 4200, DEWAG-WERBUNG, Leipzig C 1

## Schwebungs-Generator

20 Hz - 12 kHz  
(Rohde & Schwarz)  
400,— DM zu verkaufen

## Ultraschalltechnik

Leipzig 05, Dauthestr.15



UKW-Superspulenatz SSp 222 mit Doppeltriode und Induktivitätsabstimmung

# RUNDFUNK-SPULENSÄTZE

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger — UKW-Tuner — Miniatur-Zwischenfrequenzbandfilter 10,7 MHz — Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz — Tastenschalter mit und ohne Spulenaufbauten — Miniatur-Tastenschalter für Klangcharacterschaltung, für Kofferradios und Magnettontechnik — Netztransformatoren — Siebdrosseln — Drahtwiderstände 0,5 bis 80 Watt

**GUSTAV NEUMANN KG · CREUZBURG/WERRA**

THURINGEN

Verkauf nur über den Fachgroßhandel





## FEBA 3H 16 G-4 BREITBAND- ANTENNE

mit  
Silber-Alox-Mantel

Fernseh-UKW-Antennen und Zu-  
behör. Auto-, Kofferradio-, Tele-  
skop-Antennen, techn. Heizkörper  
für Industrie und Haushalt

**E W T**  
**ELEKTRO-WÄRMETECHNIK HALLE**  
Halle/Saale N 10, Trothaer Straße 49

In Kürze erscheint:

## Frequenzmodulation

Von Prof. Dr.-Ing. habil. E. Woschni

Etwa 210 Seiten, 102 Bilder, Lederin, etwa 23,— DM

Übersichtlich und exakt klärt das Buch alle mit der Frequenzmodulation zusammenhängenden Probleme, die für den UKW-Rundfunk, die Richtfunkstrecken und die Fernseh-technik von besonderer Bedeutung sind. Neben den theoretischen Grundlagen — einschließlich der Spektraldarstellung — und den schaltungstechnischen Einzelheiten von FM-Sendern und FM-Empfängern behandelt der Verfasser systematisch die Stör- und Verzerrungsfragen bei Frequenzmodulation. Am Schluß des instruktiven Werkes finden Sie ein ausführliches Literaturverzeichnis (über 800 Literaturstellen), das eine nahezu vollständige Dokumentation der FM-Technik darstellt.

Bitte richten Sie Ihre Bestellung an das

## FACHBUCHVERSANDHAUS LEIPZIG

Leipzig C 1, Postschließfach 287

Das angezeigte Buch kann — soweit dort vorhanden — auch durch den örtlichen Volksbuchhandel bezogen werden.

Hier abtrennen  
und als Drucksache (Porto 0,05 DM) im offenen Umschlag  
oder auf Postkarte geklebt einsenden!

BESTELLZETTEL E 54

An das **Fachbuchversandhaus Leipzig**  
Leipzig C 1, Postschließfach 287

Ich bestelle:

..... Expl. Woschni, Frequenzmodulation, etwa 23,— DM  
durch Nachnahme — in Rechnung  
(Nichtgewünschtes bitte streichen!)

Vor- und Zuname: .....

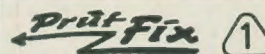
Ort und Straße: .....

Sofort lieferbar:

## RÖHREN

Radio-Röhren DAF 191	Stück 30	DM 8,77	4 St.
Röhren EF 96	Stück 116	DM 6,15	4 St.
Röhren EZ 11	Stück 323	DM 10,16	4 St.
Rundfunkröhren 6 E 5	Stück 971	DM 6,20	4 St.
Röhren EH 860			
(nicht regelbare Hexode)	Stück 211	DM 17,50	— % St.
Röhren 6 J 5	Stück 281	DM 4,60	— % St.
Röhren 6 AG 7 (steile Pentode)	Stück 35	DM 7,—	4 St.
Rundfunkröhren DL 962			
(Endpentode)	Stück 54	DM 4,65	4 St.
Rundfunkröhren DC 90 UKW			
(Triode)	Stück 167	DM 7,20	— % St.
Röhren PY 81, indirekt			
geheizte Schalterdiode	Stück 4	DM 6,—	4 St.
Röhren DF 167,			
Audion- u. NF-Pentode			
für Schwerhörigergeräte	Stück 40	DM 6,—	4 St.
Röhren GY 11,			
Einweggleichrichterröhre,			
halbindirekt geheizt	Stück 16	DM 12,—	4 St.
Schaltröhren EH 90	Stück 50	DM 8,50	4 St.
Röhren EA 960			
UKW-Meßdiode	Stück 20	DM 10,—	4 St.
Elektrometerröhre MR 01,			
Brückenelektrometerröhre	Stück 14	DM 9,—	4 St.
Sende-Röhre, SRSS 51	Stück 9	DM 20,—	4 St.
Röhre HRW 2/1 RFT Teltow			
(2113)	Stück 49	DM 2,30	4 St.
Röhren SRF 551	Stück 5	DM 65,—	4 St.
Signallampe FRB 110			
12-02 LT 541.005/1 E 14	Stück 100	DM —,80	4 St.
Rundfunkröhre KK 2	Stück 10	DM 7,—	4 St.
Elektrometerröhre T 114	Stück 1	DM 12,—	4 St.
Röhren 6 SH 7	Stück 5	DM 6,70	4 St.
Röhren DY 667	Stück 26	DM 4,—	4 St.

Staatliches Vermittlungskontor für Maschinen- und  
Materialreserven, Karl-Marx-Stadt O 14,  
Albert-Hähnel-Straße 5, Ruf: 50 145/46



für schnelle  
Durchgangsprüfungen  
bei Leitungen und  
Kontakten

PGH „ENERGIE“, Torgau

## LAUTSPRECHER- REPARATUREN

aufmagnetisieren — spritzen  
sauber — schnell — preiswert.

Mechanische Werkstatt  
**ALFRED PÜTZ, ARNSTADT/THÜR.**  
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Wir erneuern

defekte oder abgespielte

## Sapphire

aller

## Tonabnehmer

— eigene Schleiferei —

PGH

Feinwerktechnik

Leipzig C 1

Karl-Liebknecht-Straße 11



Wir  
fertigen

## Kondensator- Mikrofone

## Mikrofon-Kapseln

in Studioqualität

## Mikrofon-Zubehör

und

## Steckverbindungen

in 5- und 6poliger  
Ausführung

Verkauf nur über  
den Fachhandel

**GEORG NEUMANN & CO**

ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM  
Kommandit-Gesellschaft

GEFELL I. V. · RUF 185